

Nachführbare Antennen für die mobile Satellitenkommunikation auf Basis des Multimode-Monopuls-Prinzips

Dissertation
zur Erlangung des akademischen Grades
Doktoringenieur (Dr.-Ing.)

vorgelegt der
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik,
Technische Universität Ilmenau

von
Dipl.-Ing. Hendrik Bayer
geboren am 27.02.1984 in Hildburghausen

Anfertigung im: Fachgebiet Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik
Gutachter: 1. Prof. Dr. rer. nat. habil. Matthias Hein, TU Ilmenau
2. Prof. Dr.-Ing. Matthias Geissler, IMST GmbH
3. Dr.-Ing. Enrico Reiche, Airbus Defence & Space
Vorgelegt am: 08.07.2016
Verteidigung am: 10.03.2017

urn:nbn:de:gbv:ilm1-2017000147

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter im Fachgebiet für Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik am Institut für Informations- und Kommunikationstechnik der Technischen Universität Ilmenau. Die Antennen und Komponenten, welche hier vorgestellt werden, sind Bestandteil von mobilen Satellitenantennenterminals, die im Rahmen der Förderprojekte MOSAKA und KASYMOSA erforscht und entwickelt wurden. Bei der Bearbeitung dieser Projekte erfuhr ich Unterstützung auf verschiedensten Ebenen von einer Vielzahl von Personen, die hier nur als Auszug genannt werden sollen. An erster Stelle möchte ich Herrn Prof. Matthias A. Hein dafür danken, dass er mir Freiraum für eine weitgehend selbstständige Bearbeitung des Themas überlassen hat und mir mit vielen Diskussionen beratend zur Seite stand. Für die enge und immer konstruktive Zusammenarbeit bedanke ich mich bei meinem Teamkollegen Alexander Krauß. Die vielen Gespräche zu technischen und auch privaten Themen haben einen wichtigen Beitrag zu dieser Arbeit geliefert. Ich bedanke mich auch bei Dr. Ralf Stephan, der stets ein offenes Ohr für mich hatte und mit seiner nüchternen und pragmatischen Art meine Arbeit unterstützt hat. In technischen Fragen waren Matthias Zocher und Michael Huhn immer an erster Stelle und ihre Unterstützung auf kurzem Wege hat die Arbeit in den Projekten bei der mechanischen Umsetzung als auch bei der messtechnischen Charakterisierung deutlich vorangetrieben. Ob Technik, Mobilität oder Politik, Dr. Kurt Blau war mir immer ein erfahrener Ansprechpartner. Vielen Dank für die vielen anregenden Diskussionen! Bedanken möchte ich mich auch bei den Projektpartnern aus MOSAKA und KASYMOSA, die mir alternative Sichtweisen auf das eigene Thema vermittelt haben und stets konstruktive Rückmeldung gegeben haben. Eine Auflockerung des Arbeitsalltags ist essentiell für die Motivation und ein kreatives Arbeiten, weshalb ich meinen Dank an die Mitglieder der großen und der kleinen Kaffeerrunde aussprechen möchte. Ich hoffe, diese Tradition bleibt Bestandteil des Arbeitsalltags im Fachgebiet. Darüber hinaus bedanke ich mich bei Prof. Dr.-Ing. Matthias Geissler und Dr.-Ing. Enrico Reiche für die Übernahme der Gutachten. An letzter aber wichtigster Stelle bedanke ich mich für die Unterstützung durch meine Familie und meine Verlobte Bianca. Die Sicherheit und Unterstützung, die sie mir geben, haben einen unverzichtbaren Anteil an dieser Arbeit.

Hendrik Bayer

Salem, den 29.05.2017

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Nachführbare Antennen für die mobile Satellitenkommunikation	5
2.1	Anforderungen an mobile Satellitenantennen	6
2.2	Ausgewählte Realisierungskonzepte mobiler Satellitenantennen mit hohem Gewinn	12
3	Konstruktion und Charakterisierung von Parabolantennen	17
3.1	Funktionsweise und ausgewählte Aufbauformen von Parabolantennen . .	17
3.1.1	Grundlegende Eigenschaften von Parabolantennen	17
3.1.2	Klassische Cassegrain-Antennen	22
3.1.3	Offset-Cassegrain-Antennen	25
3.2	Charakterisierung elektrisch großer Antennen	27
3.2.1	Verwendete Methoden der Simulation	28
3.2.2	Verwendete Methode der Messung	31
4	Monopuls-Verfahren zur Richtungsschätzung einfallender Signale mit Antennen	35
4.1	Monopuls-Verfahren	36
4.1.1	Wirkungsweise	36
4.1.2	Aufbauformen	41
4.2	Multimode-Monopuls-Verfahren	42
4.2.1	TM ₀₁ -Monopuls	43
4.2.2	TE ₂₁ -Monopuls	48
5	Mobile Satellitenantenne mit TM₀₁-Monopuls-Nachführung	55
5.1	Struktur der Außeneinheit	56
5.2	Cassegrain-Parabolantenne	59
5.3	Modenkoppler für TM ₀₁ -Monopuls-Nachführung im reinen Empfangsbetrieb	61
5.3.1	Aufbau der Koppelstruktur	61
5.3.2	Simulation des Kopplers	65
5.3.3	Messungen mit dem Koppler	69

5.4	Modenkoppler für TM_{01} -Monopuls-Nachführung für Sende- und Empfangsbetrieb	74
5.4.1	Aufbau und Funktionsweise der Koppelstruktur	74
5.4.2	Simulation des Kopplers	77
5.4.3	Messungen mit dem Koppler	85
5.5	Generierung des Fehlervektors	94
5.5.1	Aufbau des Phasendiskriminators	95
5.5.2	Messung des Fehlervektors	96
5.6	Bewertung und Ausblick zum vorgestellten Koppler	98
6	Streifenleitungsbasierter Koppler für TM_{01}-Monopuls-Nachführung	101
6.1	Aufbau und Simulation der Koppelstruktur	102
6.2	Messtechnische Charakterisierung des Kopplers	112
6.3	Bewertung und Ausblick zum vorgestellten Koppler	119
7	Zusammenfassung	121
A	Anhang	125
A.1	<i>Conical-Scan</i> -Verfahren	125
A.2	Mobile Satellitenantenne mit <i>Conical-Scan</i> -Nachführung	132
A.3	Technische Zeichnungen	148
	Symbole und Abkürzungen	157
	Literaturverzeichnis	161

1 Einleitung

In den vergangenen Jahren ist die Nachfrage nach Kommunikationsverbindungen mit immer höheren Datenraten enorm gestiegen. Diese Entwicklung findet sich in einer Vielzahl von Bereichen im industriellen, behördlichen und auch privaten Sektor. In besonderem Fokus steht der Ausbau von Breitband-Internet, zu dem auch die bidirektionale Satellitenkommunikation einen Beitrag leisten kann bzw. diesen bereits leistet. Dabei beschränkt sich die Nutzung von Breitbandverbindungen schon längere Zeit nicht mehr nur auf die ortsfeste Nutzung, sondern es werden zunehmend Verbindungen in mobilen Szenarien nachgefragt. In vielen Fällen können moderne Mobilfunkstandards, wie UMTS und LTE, durch eine hohe Netzabdeckung und geringe Verzögerungen die Anforderungen der Nutzer erfüllen. Wird darüber hinaus eine sehr hohe Ausfallwahrscheinlichkeit, eine globale Abdeckung oder die Unabhängigkeit von lokalen Kommunikationsstrukturen gefordert, so ist die Kommunikation über Satelliten das Mittel der Wahl. Diese Anforderungen existieren beispielsweise bei sicherheitsrelevanten Anwendungen wie bei behördlicher oder militärischer Kommunikation, bei denen die Unabhängigkeit von kommerziellen Anbietern sowie eine hohe Ausfallsicherheit im Vordergrund stehen. Eine weitere Nutzergruppe, für welche die mobile Satellitenkommunikation mit hohen Datenraten bisher kaum zugänglich ist, sind Rettungskräfte, die weltweit in Katastrophenfällen zum Einsatz kommen. Ausgehend von schweren Naturkatastrophen, wie beispielsweise starken Erdbeben oder Überschwemmungen, muss angenommen werden, dass die lokale Kommunikationsinfrastruktur zerstört wurde oder durch Stromausfälle nicht einsetzbar ist. In solchen Fällen ist es notwendig, dass die Einsatzkräfte eigene und unabhängige Kommunikationslösungen in das Einsatzgebiet mitbringen können. Die beiden Förderprojekte „MOSAKA - Mobile Satellitenkommunikation im Ka-Band“ (Förderkennzeichen 50YB0913, [1]) und „KASYMOSA - Ka-Band Systeme für die mobile Satellitenkommunikation“ (Förderkennzeichen 50YB1319) sind an dieser Thematik ausgerichtet. MOSAKA und KASYMOSA sind Verbundprojekte aus den Partnern Fraunhofer Institut für integrierte Schaltungen IIS, Technische Universität Ilmenau, Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt Institut für Kommunikation und Navigation DLR IKN sowie der IABG mbH gefördert durch das Bundesministerium für Wirtschaft und Energie mit dem DLR in Bonn als Projektträger mit einer Laufzeit vom 01.05.2009-31.07.2012 (MOSAKA) bzw. 01.06.2013-30.08.2016 (KASYMOSA).

Für die mobile Satellitenkommunikation gibt es in verschiedenen Branchen bereits Systeme, welche teils sehr stark auf die Anwender zugeschnitten sind. Sehr früh schon wurden nachführbare und damit mobil einsetzbare Satellitenantennen auf Schiffen eingesetzt, um auch in großer Entfernung zu Küstenregionen Datenverbindungen realisieren

zu können. Auch im militärischen Sektor sind bereits Satellitenkommunikationssysteme für den mobilen Einsatz verfügbar, wobei es sich in diesem Umfeld meist um technisch sehr aufwändige und damit kostenintensive Lösungen handelt [2]. An dieser Stelle besteht Forschungs- und Entwicklungsbedarf für mobile Satellitenantennen mit reduzierter Komplexität, um auch potentielle Nutzer mit begrenztem Budget versorgen zu können.

In dieser Arbeit werden verschiedene Varianten für mobile Hochgewinnantennen vorgestellt, welche sich mit unterschiedlichem Aufwand und entsprechendem finanziellen Rahmen realisieren lassen. Zunächst wird eine Multimode-Monopuls-Antenne mit Hohlleiter-Speisenetzwerk vorgestellt, die einer vergleichsweise komplexen Fertigung bedarf. Anschließend wird eine neue Technik zur Realisierung des Multimode-Monopuls gezeigt, welche in der gleichen Technologie aufgebaut ist, wie günstige Großserien-Produkte und somit einem breiteren Spektrum an Nutzern zur Verfügung gestellt werden kann. Die Technik kann für mobile Antennen genutzt werden, aber auch in Situationen, in denen regelmäßig manuell ausgerichtet werden muss. Außerdem kann dieses Konzept für reine Empfangsantennen wie beispielsweise TV-Antennen eingesetzt werden.

Nach der Einleitung werden im **zweiten Kapitel** die allgemeinen Anforderungen an mobile Satellitenantennen vorgestellt. Neben den elektrischen Kenngrößen, die für die Kommunikationsverbindung relevant sind, werden regulatorische Aspekte beleuchtet. Darüber hinaus wird eine Auswahl an mobilen Satellitenterminals, welche am Markt verfügbar sind, vorgestellt und eingeordnet, um einen Überblick des Stands der Technik zum Zeitpunkt der Erstellung dieser Dissertation zu vermitteln.

Die in Wellenlängen gemessenen großen mechanischen Dimensionen von Parabolantennen stellen hohe Anforderungen an die Konstruktion sowie die simulative und messtechnische Charakterisierung, die im **dritten Kapitel** näher erläutert werden. Es werden verschiedene Typen von Parabolantennen betrachtet, welche auch in mobilen Satellitenterminals zum Einsatz kommen. Darüber hinaus werden die im Rahmen dieser Arbeit genutzten Simulations- sowie Messmethoden vorgestellt und am Beispiel der Dimensionierung und Fertigung einer 40 cm-Parabolantenne demonstriert.

Mobile Satellitenantennen auf Basis von Parabolantennen müssen mechanisch nachgeführt werden, um stets in Richtung des Satelliten ausgerichtet zu bleiben. Der Regelkreis für die Positionierer-Regelung benötigt Informationen über die Fehlausrichtung der Antenne, um deren Ausrichtung korrigieren zu können. Hierbei kommen häufig Messsysteme basierend auf Inertialsensoren zum Einsatz. Ergänzend dazu können auch über die Empfangseigenschaften spezieller *Tracking*-Antennen Aussagen über die Güte der Antennenausrichtung gewonnen werden. Im **vierten Kapitel** werden Monopuls-Verfahren zur Schätzung der Einfallsrichtung empfangener Signale unter Zuhilfenahme der Antenne vorgestellt. Diese Verfahren bilden die Grundlage für die in den darauffolgenden Kapiteln vorgestellten Antennen und die zugehörigen Speisesysteme.

Im Rahmen der Förderprojekte MOSAKA und KASYMOSA wurde ein Demonstrator einer Outdoor-Unit (ODU) eines mobilen Satellitenkommunikationsterminals mit jeweils neu entwickeltem Positionierer und Antennensystem aufgebaut. Für die Nachführung kommt ein TM₀₁-Multimode-Monopuls-System zum Einsatz. Der mechanische Aufbau sowie die elektrischen Eigenschaften der verwendeten Antenne und des Speisesystems werden ausführlich im **fünften Kapitel** vorgestellt.

Das **sechste Kapitel** beinhaltet die Beschreibung eines alternativen und neuartigen Kopplers, welcher für die Speisung der Parabolantenne aus dem sechsten Kapitel oder auch für weitere Antennen verwendet werden kann. Dieser Entwurf basiert auf Leiterplattenmaterialien und stellt eine sehr kompakte, leichte und kostengünstige Möglichkeit zur Realisierung von Multimode-Monopuls-Antennen dar.

Das **siebte Kapitel** enthält abschließende Bemerkungen und die Diskussion der vorgestellten Antennen und ihrer Einsatzmöglichkeiten.

Im **Anhang** werden das *Conical-Scan*-Verfahren sowie der erste ODU Demonstrator für eine mobile Hochgewinnantenne vorgestellt, welcher im Rahmen des Förderprojekts MOSAKA entstanden ist. Um bereits in einer frühen Phase des Vorhabens ein mobiles Satelliten-Terminal für Tests zur Nachführung zur Verfügung stellen zu können, wurde hierfür eine schnelle Realisierung mit möglichst geringer Komplexität angestrebt. Die Antenne basiert daher auf der Umrüstung eines kommerziell verfügbaren Ku-Band Terminals für die Verwendung im Ka-Band. Zur Nachführung der Antenne wurde eine mechanische Variante des *Conical-Scan* aufgebaut und analysiert. Darüber hinaus werden verschiedene technische Zeichnungen relevanter Komponenten der vorgestellten Antennensysteme gezeigt.

2 Nachführbare Antennen für die mobile Satellitenkommunikation

Die mobile Satellitenkommunikation ist bereits seit der Mitte der 1970er Jahr Gegenstand von Forschung und Entwicklung und gewinnt zunehmend an Bedeutung innerhalb der heutigen Informationsgesellschaft. Die Möglichkeit der weltweiten Abdeckung mit Datendiensten ohne lokale Infrastruktur ist ein wesentliches Alleinstellungsmerkmal der Satellitenkommunikation und soll zunehmend auch in mobilen Fällen nutzbar werden. Für maritim mobile Szenarien gibt es seit den 1980er Jahren Systeme für die Satellitenkommunikation auf Schiffen. Die „International Maritime Satellite Organisation“ (INMARSAT) [3] bietet seit 1982 Satellitenkommunikationssysteme für Schiffe an und ist bis heute ein Anbieter für globale Satellitenkommunikation (Sprache, Breitband, etc.) mit verschiedensten Kommunikationsdiensten für den maritim-, aeronautisch- und landmobilen Einsatz. INMARSAT setzt hierbei auf eine Flotte von geostationären Satelliten (GEO), wodurch bereits ab einer Anzahl von drei Satelliten eine globale Abdeckung (mit Ausnahme der Polkappen) möglich wird. Systeme dieser Art eignen sich insbesondere für die Übertragung von Daten, bei denen Latenzen nur von sekundärer Bedeutung sind, da die Verbindung über einen GEO allein durch die Strecke von der Erdoberfläche zum Satelliten und zurück eine Verzögerung von 0,24 s und damit eine Verzögerung zwischen einer Anfrage und dem Eintreffen der Antwort beim Erstsender von 0,48 s entsteht. Für Sprachkommunikation stellen Verzögerungen in diesem Bereich spürbare Probleme dar, weshalb für Satellitentelefonie meist Systeme mit „*Low Earth Orbit*“ (LEO) oder „*Medium Earth Orbit*“ (MEO) Satelliten mit deutlich geringeren Latenzen aufgrund der geringeren Entfernung zur Erdoberfläche eingesetzt werden. Als Beispiele für solche Systeme sind an dieser Stelle Iridium [4] oder Globalstar [5] zu nennen. Neben den geringen Latenzen bietet der Einsatz von LEO oder MEO Satelliten aufgrund der geringeren Streckendämpfung die Möglichkeit, kleine Antennen in den Endgeräten einzusetzen, wodurch moderne Satellitentelefone nur unwesentlich größer sind als gewöhnliche Mobiltelefone. Für den Satellitenbetreiber geht dieser Ansatz mit höheren Kosten einher, da bei der Verwendung von Satelliten in niedrigen Umlaufbahnen die Anzahl deutlich höher ausfallen muss als bei GEO Satelliten. Die oben genannten Systeme verwenden beispielsweise 66 (Iridium) und 48 (Globalstar) Satelliten.

Für Satellitentelefonie werden üblicherweise Transponder im L-Band (Iridium, 1610-1626,5 GHz) oder S-Band (Globalstar, Up-Link 1610-1626,5 MHz und Down-Link 2483,5-2500 MHz) verwendet. Wird eine höhere Datenrate als jene für Sprachkommunikation benötigt, werden Kommunikationssysteme für höhere Frequenzbänder ausgelegt. Für Internetverbindungen über Satellit vorwiegend für abgelegene Regionen gibt es etablierte Anbieter, die einer Zweirichtungskommunikation über geostationäre Satelliten anbieten. Eutelsat bietet hierbei über den Satellit Ka-SAT 9A den Dienst tooway™ [6] im Ka-Band bei 20 und 30 GHz an, bei dem feststehende oder nomadische Terminals am Boden zum Einsatz kommen. Dem Kunden werden hierbei Datenraten im Download von bis zu 22 MBit/s und im Uplink bis zu 6 MBit/s angeboten (Stand: 12/2015). Um Satellitenverbindungen mit hohen Datenraten im Ka-Band auch im mobilen Fall nutzen zu können, sind Antennen mit speziellen Anforderungen nötig. Im Unterschied zu den omnidirektional strahlenden Antennen von Satellitentelefonen werden hier Antennen mit hoher Richtwirkung benötigt, um das nötige Link-Budget zu erfüllen. Diese Anforderung macht es unverzichtbar, die Antenne in ihrer Ausrichtung zum Satelliten aktiv nachzuführen. Realisiert wird diese Nachführung in vielen Fällen durch mechanisches Ausrichten der Antennen, es gibt aber auch teil- und vollelektronische Lösungen. In jedem Fall aber stellt die Nachführbarkeit der Antenne große technische Herausforderungen dar und führt zu sehr komplexen Antennenterminals im Vergleich zu ortsfesten Antennen. Der Markt für diese Antennen ist durch die hohen Anschaffungskosten aktuell überwiegend vom militärischen Sektor geprägt und drängt nur langsam auch in den zivilen Bereich, beispielsweise für Internetanbindung in Flugzeugen oder auf Schiffen.

In den nachfolgenden zwei Kapiteln wird zunächst ein Überblick über die Anforderungen an nachführbare mobile Satellitenantennen gegeben. Hierbei werden mechanische, elektronische und auch regulatorische Aspekte beleuchtet. Anschließend werden typische Antennensysteme, welche bereits am Markt verfügbar sind, vorgestellt und miteinander verglichen.

2.1 Anforderungen an mobile Satellitenantennen

Mobile Satellitenantennen müssen spezielle Anforderungen erfüllen, welche über die von ortsfest verwendeten Antennen hinausgehen. Neben den elektrischen Parametern, die das Link-Budget betreffen, ist eine präzise Ausrichtung der Antenne unter den gegebenen Mobilitätsgraden unerlässlich. Die wichtigsten elektrischen Kenngrößen der Funksysteme sind hierbei die effektive abgestrahlte Leistung EIRP seitens des Satelliten und des Bodenterminals sowie die Empfängerempfindlichkeit, die typisch als Verhältnis von Gewinn zu Rauschtemperatur G/T angegeben wird. Die sendeseitig relevante EIRP ergibt sich dabei aus dem realisierten Gewinn G_t der Sendeantenne und der Sendeleistung P_t des Transmitters [7]:

$$\text{EIRP} = G_t P_t$$

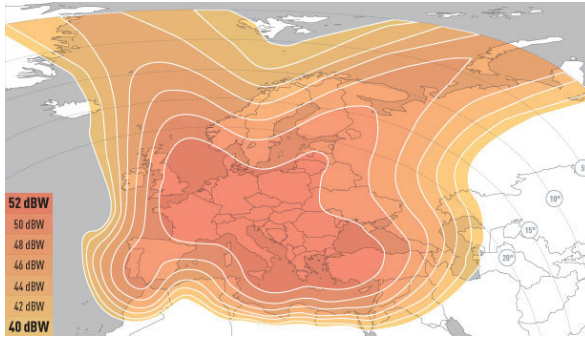


Abbildung 2.1: Karte der verfügbaren EIRP des Satelliten Eutelsat 7A für das Ka-Band
(Quelle: Eutelsat, <http://www.eutelsat.com>, 2016)

Bei kommerziell verfügbaren Satellitenterminals wird diese Kenngröße meist durch die Auflistung des Gewinns und der Sendeleistung angegeben, während es für Satelliten Karten der Abdeckung mit den entsprechenden Werten für die EIRP gibt. Abbildung 2.1 zeigt beispielhaft eine solche EIRP Karte für den Satelliten Eutelsat 7A (7° Ost), der zwei Transponder im Ka-Band besitzt.

Die Empfängerempfindlichkeit G/T ergibt sich aus dem realisierten Gewinn G_r der Empfangsantenne und der Systemrauschtemperatur T_{System} des Empfangssystems:

$$G/T = \frac{G_r}{T_{\text{System}}}$$

Die Empfindlichkeit des Empfängers lässt sich sowohl durch einen möglichst großen Gewinn der Antenne als auch durch eine Minimierung des Empfängerrauschens erhöhen. Seitens des Satelliten werden auch für diese Kenngröße entsprechende Karten zur Verfügung gestellt.

Darüber hinaus hat der Funkkanal einen wesentlichen Einfluss auf die Übertragungen zwischen Bodenterminal und Satellit. Das Link-Budget wird hierbei überwiegend von der Streckendämpfung geprägt, welche sich aus der Friis-Formel ergibt [8]:

$$P_r = \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi R_{rt})^2} P_t$$

Die Empfangsleistung P_r ergibt sich dabei aus den Gewinnen G_t und G_r des Senders und des Empfängers, aus der Sendeleistung P_t des Senders sowie dem Abstand R_{rt} zwischen den beiden Kommunikationspartnern. Die Streckendämpfung L_0 , welche unabhängig von den Kenngrößen des Senders und des Empfängers ist, ergibt sich wie folgt:

$$L_0 = \left(\frac{4\pi R_{rt}}{\lambda} \right)^2$$

Für eine Entfernung zwischen der Bodenstation und dem geostationären Satelliten von etwa 35.786 km ergibt sich für die Frequenzbereiche des Ka-Bands eine Streckendämpfung von etwa 210 dB für den Downlink bei 20 GHz und 214 dB für den Uplink-Bereich bei 30 GHz. Neben den Verlusten der Freiraumausbreitung spielen auch atmosphärische Verluste und Effekte der Depolarisation eine Rolle. Speziell im mobilen Fall treten auch Verluste durch Fehlausrichtung der Antenne auf, die im Linkbudget berücksichtigt werden müssen.

Auch aus Sicht der Regulierungsbehörden und der Satellitenbetreiber entstehen Anforderungen an die Bodenstationen für Satellitenkommunikation. Positionen für geostationäre Satelliten werden in einem Raster von 2° auf dem geostationären Orbit zugewiesen [9]. Um Satelliten, welche sich in der räumlichen Nachbarschaft zum erwünschten Satelliten befinden, nicht durch die Aussendungen des Bodenterminals zu stören, müssen spezielle Masken eingehalten werden. Dabei handelt es sich um Grenzwerte der EIRP, welche in genau definierten Winkeln abweichend von der Richtung des gewünschten Satelliten eingehalten werden müssen. Darüber hinaus werden auch Grenzwerte für Aussendungen in der jeweils unerwünschten Polarisation und damit Anforderungen an die minimale Polarisationsreinheit der Bodenstationsantennen vorgegeben. Für diese Grenzwerte gibt es verschiedene Vorgaben und Zertifizierungsvorschriften von Satellitenbetreibern und Behörden. Eutelsat beispielsweise gibt technische Minimalanforderungen in Form von „*Earth Station Minimum Technical and Operational Requirements*“ heraus, und regelt damit die Grundlagen für eine Zertifizierung von Bodenterminals, die für die Kommunikation über die Satelliten von Eutelsat zugelassen werden.

Eine zentrale Regelung, welche sich im Kern auch mit den Vorgaben anderer Institutionen deckt, wird vom *European Telecommunications Standards Institute* ETSI erstellt, wobei die Norm „ETSI EN 303 978“ die regulatorischen Rahmenbedingungen für die mobile Satellitenkommunikation im Ka-Band vorgibt [10]. An dieser Stelle sollen nur die wichtigsten Grenzwerte und Regeln vorgestellt werden, darüber hinausgehende Details lassen sich der frei verfügbaren Norm entnehmen.

Die Grenzwerte der EIPR werden entsprechen der „ETSI EN 303 978“ für die Ko- und die Kreuz-polarisierten Komponenten separat unterschieden und ergeben sich wie folgt:

Ko-polarisierte Komponenten:

$19 - 25 \log \Theta - K$	dBW	für	$2,0^\circ \leq \Theta \leq 7,0^\circ$
$-2 - K$	dBW	für	$7,0^\circ < \Theta \leq 9,2^\circ$
$22 - 25 \log \Theta - K$	dBW	für	$9,2^\circ < \Theta \leq 48^\circ$
$-10 - K$	dBW	für	$48^\circ < \Theta \leq 180^\circ$

Kreuz-polarisierte Komponenten:

$$\begin{array}{llll} 9 - 25 \log \Theta - K & \text{dBW} & \text{für} & 2,0^\circ \leq \Theta \leq 7,0^\circ \\ -12 - K & \text{dBW} & \text{für} & 7,0^\circ < \Theta \leq 9,2^\circ \end{array}$$

Θ ist hierbei der Winkel relativ zur Satellitenrichtung aus Sicht der Bodenterminals. Die EIRP in dBW bezieht sich auf eine Bandbreite von 40 kHz, sodass auch größere Sendeleistungen verwendet werden dürfen, sofern diese auf eine entsprechend größere Bandbreite verteilt wird und die vorgeschriebenen Werte pro 40 kHz Segment nicht überschritten werden. Wenn mehrere Bodenterminals innerhalb eines Kommunikationsnetzwerks gleichzeitig senden sollen, wird die zulässige EIRP um K verringert, wobei der Korrekturfaktor K die maximale EIRP eines Einzelterminals in der Art verringert, dass die maximal zulässige aufsummierte EIRP aller gleichzeitig auf der gleichen Frequenz sendenden Terminals konstant bleibt. K ist beispielsweise Null für den Fall, dass nur ein einziges Bodenterminal in Richtung des Satelliten sendet. Besteht das Kommunikationssystem aus mehreren Terminals, welche mit der gleichen Leistung auf der selben Frequenz senden, so korrespondiert K mit der Anzahl der Terminals in dB. Senden die Terminals mit unterschiedlicher Leistung so ergibt sich $K = 10 \log(\text{EIRP}_{\text{Aggregate}} / \text{EIRP}_{\text{Terminal}})$ mit der $\text{EIRP}_{\text{Terminal}}$ des Einzelterminals und der $\text{EIRP}_{\text{Aggregate}}$ aller Terminals in Summe. Die Grenzwerte müssen für 99,99 % der Zeit eingehalten werden.

Grundlegend gelten diese Masken für einen Bereich von $\pm 3^\circ$ um die sichtbare Bahn des geostationären Orbits herum. Außerhalb dieses Bereichs dürfen die Masken um 3 dB überschritten werden. Darüber hinaus dürfen die Grenzwerte ebenfalls um 3 dB überschritten werden für Winkelbereiche von $\Theta > 10^\circ$, sofern der absolute Bereich, in dem die Übertretung stattfindet, eine Breite von 20° nicht überschreitet. Darüber hinaus sind in der Norm Messvorschriften und Testszenarien definiert, welche für die Zertifizierung von mobilen Satellitenterminals benötigt werden.

Abbildung 2.2 zeigt beispielhaft die EIRP in ko- und kreuzpolarisierten Komponenten und die zugehörigen Grenzwerte aus der ETSI EN 303 978 für eine 60 cm Ka-Band Cassegrain-Antenne, welche mit einer Sendeleistung von 3 W und einer Bandbreite von 5 MHz sendet. Im stationären Fall bei optimaler Ausrichtung ist diese Konfiguration konform zu den Vorgaben aus der Norm. Im mobilen Fall sind jedoch abhängig von der Güte der mechanischen Nachführung der Antenne Fehlausrichtungen zu erwarten. Die kopolarisierten Komponenten überschreiten die Grenzwerte für dieses Beispiel ab einer Fehlausrichtung von etwa $0,8^\circ$. Für die kreuzpolarisierten Komponenten ist die zulässige Fehlausrichtung mit etwa $0,5^\circ$ noch geringer und sie bestimmt dadurch die absolut zulässige Fehlausrichtung, welche für 99,99 % der Zeit eingehalten werden muss. Über die regulatorischen Rahmenbedingungen hinaus führt eine Fehlausrichtung aufgrund der sehr schmalen Hauptkeule im Richtdiagramm der Antenne zusätzlich zu einer Gewinnreduktion, welche sich bei $0,5^\circ$ auf etwa 1,9 dB und bei $0,8^\circ$ auf 5,2 dB beläuft. Dieser Effekt muss im Link-Budget des Kommunikationssystems berücksichtigt werden.

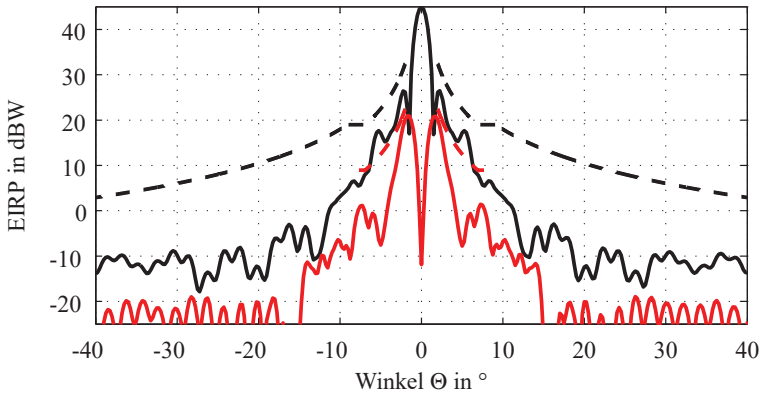


Abbildung 2.2: Simuliertes Richtdiagramm und ETSI Masken für eine 60 cm Cassegrain-Antenne mit den kopolarisierten Komponenten (schwarz) und der zugehörigen Grenzwertmaske (schwarz gestrichelt) sowie den kreuzpolarisierten Komponenten (rot) und deren Grenzwertmaske (rot gestrichelt)

Um die Anforderungen an die präzise Ausrichtung von Hochgewinnantennen zu erfüllen, werden in Abhängigkeit vom Einsatzszenario angepasste Nachführplattformen benötigt. Abbildung 2.3 zeigt Messergebnisse zu den Drehraten in den drei rotatorischen Achsen Roll (Rollwinkel), Pitch (Nickwinkel) und Yaw (Gierwinkel) für ein Flugzeug, ein Boot und ein Geländefahrzeug für die jeweils typischen Mobilitätsszenarien. Dabei zeigt sich, dass beim Flugzeug Drehraten von bis zu etwa $30^\circ/\text{s}$, beim Boot etwa $40^\circ/\text{s}$ und beim Geländefahrzeug Werte bis zu $90^\circ/\text{s}$ auftreten. Die mechanische Plattform, auf der die Antenne montiert ist, muss mindestens diese Drehraten erzeugen können, um die Ausrichtung der Antenne im mobilen Fall stabilisieren zu können. Die Qualität der Nachführung, welche in Form der mittleren Abweichung der Hauptstrahlrichtung von der Sichtverbindung zum Satelliten charakterisiert werden kann, hängt neben den dynamischen Leistungen auch von der Güte des Regelkreises ab, welcher die Stabilisierung ermöglicht. Da solche Nachführplattformen komplexe mechanische und elektronische Systeme darstellen, können an dieser Stelle nur allgemeine Aussagen getroffen werden. Prinzipiell gilt hierbei, dass Sensorinformationen über die Lage und Ausrichtung der Antenne mit möglichst geringen Verzögerungen und mit hoher Bandbreite für die Regelung zur Verfügung gestellt werden sollten. Für den mechanischen Positionierer gilt, dass die Qualität der Nachführung durch möglichst große Dynamikwerte optimiert

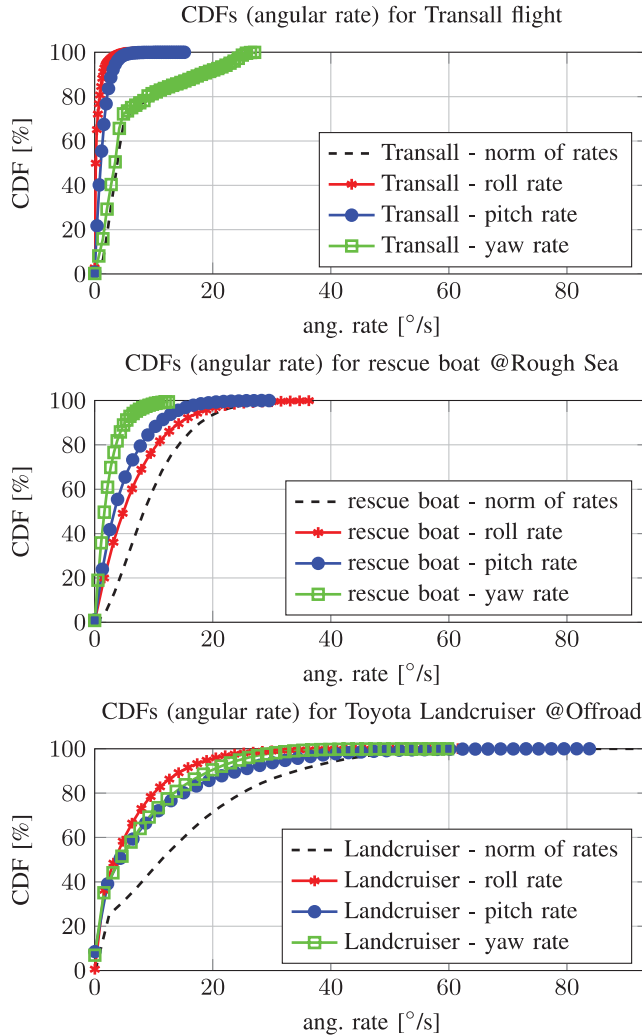


Abbildung 2.3: Verteilungsfunktionen (CDF) der mechanischen Drehraten, welche bei unterschiedlichen Mobilitätsszenarien auftreten (Abbildung aus [11])

werden kann. Bei der Dimensionierung eines solchen Terminals muss daher ein Kompromiss zwischen mittlerer Fehlausrichtung der Antenne und den hohen Kosten für einen Positionierer mit großen dynamischen Werten eingegangen werden.

2.2 Ausgewählte Realisierungskonzepte mobiler Satellitenantennen mit hohem Gewinn

An dieser Stelle werden drei Antennensysteme vorgestellt, welche unterschiedliche Märkte bedienen und daher auch auf unterschiedlichen Konzepten basieren. Insbesondere bei der Technik zur Nachführung der Antenne ergeben sich hier abhängig vom Einsatzszenario verschiedene Ansätze, welche sich in der Dynamik der Positionierer als auch in den Regelungsprinzipien für die Ausrichtung der Antenne widerspiegeln.

OceanTRx™ 4 von Orbit Communication Systems Ltd.

Nachführbare Satellitenkommunikationssysteme auf Basis von VSAT Antennen (*very small aperture terminal*) anfangs überwiegend auf Schiffen eingesetzt. Aktuell sind hier verschiedenste Systeme am Markt verfügbar, die meist das Ku-Band für die Kommunikation mit hohen Datenraten verwenden. Ein Beispiel für ein Terminal, welches auch für das Ka-Band verfügbar ist, stellt das OceanTRx™ 4 von Orbit Communication Systems Ltd. dar [12]. Ein Foto des Terminals ist in Abbildung 2.4 zu sehen. Hierbei handelt es sich um eine Plattform, die verschiedene Antennensysteme tragen und diese im mobilen Fall auf einem Schiff nachführen kann.



Abbildung 2.4: Maritim mobiles Antennenterminal OceanTRx™ 4 von Orbit Communication Systems Ltd. (Quelle: Orbit Communication Systems Ltd., URL: <http://orbit-cs.com>, 2016)

Als Antenne kommt eine 1,15 m Doppelreflektorantenne vom Gregory-Typ zum Einsatz, welche wahlweise mit einer Speisekette für das X-, Ku- oder Ka-Band ausgestattet ist. Die Antenne wird mittels eines mechanischen Positionierers in Azimut und Elevation nachgeführt und erreicht Drehraten von $10^\circ/\text{s}$. Dabei werden unter anderem Positionsdaten und Lageinformationen des schiffseigenen inertialen Navigationssystems (IMU) genutzt, indem das Antennenterminal über eine NMEA 0183 Schnittstelle Zugang zu dessen Informationen erhält. Die *National Marine Electronics Association* hat den NMEA 0183 Standard definiert, welcher die Kommunikation zwischen verschiedensten elektronischen Geräten in der Schifffahrt regelt [13]. Durch die Nutzung dieser Schnittstelle ist es möglich, die Komplexität der Außeneinheit des Antennenterminals möglichst gering zu halten, da keine eigene IMU für die Regelung benötigt wird. Wird bei der Nachführung ausschließlich auf die Daten der IMU gesetzt, spricht man auch von einer offenen Regelschleife in dem Sinne, dass das Empfangssignal der Antenne für die Regelung nicht ausgewertet wird. Aufsetzend auf eine solche offene Regelung ist es auch möglich, eine geschlossene Regelschleife zu realisieren, indem beispielsweise ein *step-track* oder *conical-scan* Algorithmus angewendet wird [14].

EPAK DSi9 Ka - Evo

Das Unternehmen EPAK GmbH aus Leipzig bietet seit 2009 verschiedene automatisiert nachgeführte Satellitenantennen für den maritimen Einsatz an. Das Produktspektrum umfasst hierbei Antennen für reinen TV Empfang wie auch Antennen für Internet via Satellit im Ku- und Ka-Band. Als Beispiel soll hier das Modell DSi9 Ka - Evo (siehe



Abbildung 2.5: Maritim mobiles Antennenterminal EPAK DSi9 Ka - Evo (Quelle: EPAK GmbH, URL: <http://www.epak.de>, 2016)

Abbildung 2.5) vorgestellt werden. Dieses Terminal dient der Bereitstellung eines Internetzugangs auf Schiffen via bidirektionaler Satellitenverbindung im Ka-Band und kann unabhängig von einer schiffseigenen IMU betrieben werden. Die rotationssymmetrische 90 cm Cassegrain-Antenne wird von einem mechanischen Zwei-Achsen-Positionierer nachgeführt und stellt umschaltbare zirkulare Polarisation zur Verfügung. Das hat den Vorteil, dass auf die Nachführung der Polarisationsachse (bei linearer Polarisation) verzichtet werden kann und der Positionierer somit weniger komplex aufgebaut sein muss.

Die Nachführung der Antenne basiert hier auf einem dualen Ansatz, welcher von EPAK als *electronic beamforming gyro + 3D gyro* bezeichnet wird. Bei diesem Prinzip basiert die Nachführung auf Lageinformationen aus einer IMU, welche in der Antenne verbaut ist, und zusätzlich auf der Umsetzung einer *Conical-Scan*-Nachführung. Die hierfür benötigte Strahlschwenkung wird elektronisch realisiert und verzichtet damit auf mechanische Bewegung der gesamten oder von Teilen der Antenne [15]. Eine genauere Beschreibung des *Conical-Scan*-Prinzips wird in Kapitel A.1 vorgestellt.

„Sat-tracker“ von EM Solutions

Der „Sat-tracker“ der australischen Firma EM Solutions Pty Ltd ist ein land-mobiles Ka-Band Satellitenterminal, das vorwiegend für die militärische Nutzung, aber auch für den zivilen Einsatz in Katastrophenszenarien konzipiert ist. Das Terminal, welches in Abbildung 2.6 dargestellt ist, wurde in einer Zusammenarbeit mit BAE Systems PLC im Rahmen des *Capability and Technology Demonstrator Program* des australischen Verteidigungsministeriums entwickelt [16], wobei BAE Systems die Antenne mit Speisekette entworfen hat und EM Solutions das Terminal als Produkt vertreibt. Ausgelegt und zertifiziert ist das Terminal für das *Wideband Global SATCOM* Satellitenkommunikationssystem des US-Verteidigungsministeriums, welches Kommunikationsmöglichkeiten im X- und Ka-Band anbietet.

Unter den hier vorgestellten Satellitenterminals besitzt der „Sat-tracker“ die höchste Flexibilität und Dynamik. Die 60 cm Cassegrain-Antenne wird von einem Drei-Achsen-Positionierer nachgeführt und ist so konzipiert, dass keine kardanischen Blockaden entstehen, wenn der Satellit im Zenit des Terminals steht. Die dynamischen Leistungsmerkmale des Positionierers ermöglichen die Nachführung der Antenne auf Fahrzeugen bei Geschwindigkeiten von bis zu 120 km/h auf Straßen und bis zu 80 km/h im Gelände. Im Ka-Band stellt die Antenne zirkulare Polarisation zur Verfügung, welche vorkonfiguriert werden kann. Die Nachführung basiert bei dieser Umsetzung auf einer integrierten IMU und zusätzlich auf einem Multimode-Monopuls-Verfahren auf Basis des TE_{21} -Modes im Rundhohlleiter, um eine geschlossene Regelschleife zu realisieren. Durch den Einsatz eines Multimode-Monopuls-Ansatzes werden Fehlersignale mit einer sehr hohen Bandbreite bereitgestellt, wodurch die hohe Nachführgeschwindigkeit ermöglicht wird. Eine genaue Beschreibung der eingesetzten Antenne mit der zugehörigen Speisestruktur



Abbildung 2.6: Ka-Band Antennenterminal für militärische Land-mobile Satellitenkommunikation „Sat-tracker“ von EM Solutions (Quelle: EM Solutions Pty Ltd., URL: <http://www.emsolutions.com.au>, 2016)

im Prototypen-Stadium wird in [17] gegeben. Man erkennt die Parabolantenne bestehend aus einem gefrästen Hauptreflektor, dem zugehörigen Subreflektor gehalten von drei Streben sowie dem Speisehorn und einem TE_{21} -Multimode-Monopulse-Koppler, welcher als Hohlleiter-Bauteil ausgeführt ist. Das Nachführprinzip wird in Kapitel 4.2 erläutert.

3 Konstruktion und Charakterisierung von Parabolantennen

Zur Vorbereitung auf die in den weiteren Kapiteln vorgestellten mobilen Satellitenantennen und deren Speisestrukturen wird an dieser Stelle etwas näher auf die Eigenschaften, die Aufbauformen und die Charakterisierung von Parabolantennen eingegangen. Zu Beginn wird die generelle Funktionsweise und relevante Kenngrößen dieser Antennenform beschrieben und im Anschluss werden verschiedene Aufbauformen vorgestellt. Abschließend wird in diesem Kapitel auf die simulative sowie messtechnische Charakterisierung eingegangen.

3.1 Funktionsweise und ausgewählte Aufbauformen von Parabolantennen

3.1.1 Grundlegende Eigenschaften von Parabolantennen

Parabolantennen gehören zur Gruppe der Reflektorantennen und werden meist eingesetzt, um einen hohen Antennengewinn bzw. eine scharfe Bündelung zu erzielen. Hierfür wird die fokussierende Eigenschaft eines Paraboloids bei achsparalleler Einstrahlung ausgenutzt. Abbildung 3.1 zeigt beispielhaft eine Parabel S , deren Brennpunkt O im Koordinatenursprung liegt. Die Geraden OP und PQ entsprechen hierbei einem Strahl, welcher vom Koordinatenursprung kommend von der Parabel reflektiert wird. Für diese beiden Geraden gilt:

$$|OP| + |PQ| = \text{konstant} = 2f \quad \text{für} \quad 0 \leq \theta' \leq \theta_0 \quad (3.1)$$

Diese Eigenschaft gilt weiterhin für einen Rotationsparaboloid, also eine Parabel, die um ihre Hauptachse (in diesem Fall die z -Achse) im dreidimensionalen Raum gedreht wird, in allen Schnittebenen, welche durch die Hauptachse verlaufen. Für die Anwendung des Paraboloids als Reflektor in einer Antenne mit dem Durchmesser D_p bedeutet dies, dass eine einfallende ebene Welle aus Richtung der Hauptachse der Antenne im Brennpunkt der zugrundeliegenden Parabel phasensynchron überlagert wird. Im Umkehrfall bewirkt der Parabolreflektor, wenn eine Speiseantenne mit ihrem Phasenzentrum im Brennpunkt des Paraboloids platziert wird, eine phasensynchrone Überlagerung aller reflektierten Strahlen in Richtung der Hauptachse der Antenne und somit eine konstante Phasenbelegung in der Aperturebene. Für den Brennpunkt der in Abbildung 3.1 zugrundeliegenden Parabel

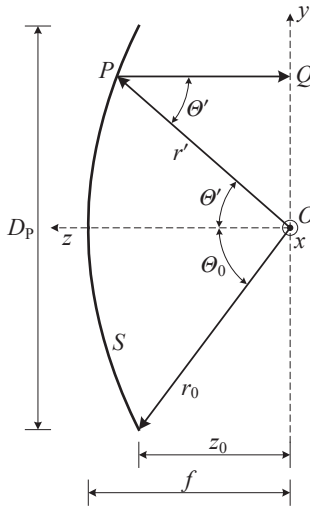


Abbildung 3.1: Diese Skizze zeigt die zweidimensionale Konfiguration eines Parabolreflektors [18].

$$z = -ay^2 + f \quad (3.2)$$

gilt

$$f = \frac{1}{4a}. \quad (3.3)$$

Die Krümmung der Parabel lässt sich somit aus der Angabe der Fokusslänge f ableiten, womit der Parabolreflektor durch die Angabe des Durchmessers D_P und der Fokusslänge f mathematisch vollständig charakterisiert werden kann. Allgemein wird hierbei das Verhältnis f/D_P angegeben, wodurch der mechanische Öffnungswinkel Θ_0 des Reflektors aus Sicht des Brennpunkts O festgelegt ist. In Kombination mit dem Reflektordurchmesser sind auch in diesem Fall alle relevanten mechanischen Kenngrößen definiert.

Die elektrischen Kenngrößen der Parabolantenne unterscheiden sich nicht wesentlich von denen anderer Antennentypen. Besonderes Interesse beim Einsatz dieser Bauform ist meist auf einen möglichst hohen Richtfaktor und somit auch eine geringe Breite der Hauptkeule gerichtet. Damit einher geht die Aperturreffizienz des Flächenstrahlers, deren Maximierung zu einer hohen Gewinn-Ausbeute für eine gegebene Antennengröße führt. Die Aperturreffizienz ϵ_{ap} ergibt sich aus dem Verhältnis der Antennenwirkfläche A_w zur

mechanischen Fläche A_p der Antenne, welche der projizierten Fläche der Parabolantenne aus Sicht der Hauptstrahlrichtung entspricht [18]. Die Antennenwirkfläche wird an dieser Stelle aus der Direktivität D abgeleitet und entspricht damit der maximalen Antennenwirkfläche, da die daraus berechnete Aperturreffizienz ein Maß für die Güte der realisierten Aperturbelegung sein soll und daher Verluste innerhalb der Antenne diese Interpretation verfälschen würden. Mit der Antennenwirkfläche

$$A_w = D \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (3.4)$$

und der physikalischen Fläche einer kreisrunden Parabolantenne ohne Abschattungen

$$A_p = \frac{\pi}{4} D_p^2 \quad (3.5)$$

ergibt sich die Aperturreffizienz zu

$$\epsilon_{ap} = \frac{A_w}{A_p} = D \left(\frac{\lambda}{\pi D_p} \right)^2. \quad (3.6)$$

Diese Effizienz berücksichtigt nach [18] eine Reihe verschiedener physikalischer Effekte, welche zu einer Verringerung der gesamten Aperturreffizienz beitragen. Die Aperturreffizienz gilt dabei als das Produkt der folgenden Teileffizienzen:

- der Anteil der vom Speisehorn abgestrahlten Leistung, welche vom Parabolreflektor reflektiert und gebündelt wird (*spillover efficiency* ϵ_s)
- die Gleichförmigkeit der Amplitudenbelegung auf der Reflektoroberfläche (*taper efficiency* ϵ_t)
- die Gleichförmigkeit der Phasenbelegung in der Aperturebene (*phase efficiency* ϵ_p)
- die Gleichförmigkeit der Polarisation in der Aperturebene (*polarisation efficiency* ϵ_x)
- der Anteil der Reflektorfläche, welcher nicht durch Abschattungen blockiert ist (*blockage efficiency* ϵ_b)
- der Einfluss von mechanischen Fehlern in der Reflektoroberfläche (*random error efficiency* ϵ_r)

Allgemein gilt somit:

$$\epsilon_{ap} = \epsilon_s \epsilon_t \epsilon_p \epsilon_x \epsilon_b \epsilon_r \quad (3.7)$$

Die Effizienzen ϵ_s , ϵ_t , ϵ_p und ϵ_x werden dabei vorwiegend von den Eigenschaften des Speisehorns beeinflusst. Zu diesen Eigenschaften zählen beispielsweise ein zum Reflektor passender Öffnungswinkel der Hauptkeule, eine räumlich konstante Position des Phasenzentrums sowie eine hohe Polarisationsreinheit innerhalb des Öffnungswinkels Θ_0 .

Insbesondere die *spillover* und die *taper efficiency* führen zur Notwendigkeit eines Kompromisses zwischen Überstrahlen des Parabolreflektors und einer homogenen Amplitudenbelegung durch das Speisehorn. Das Optimum hierbei wäre ein Speisehorn, welches ein rotationssymmetrisches Richtdiagramm bezüglich Antennen-Hauptachse besitzt und folgenden Gewinn aufweist [18]:

$$G_f(\Theta') = \begin{cases} \frac{G_0}{\cos^4(\frac{\Theta'}{2})} & 0 \leq \Theta' \leq \Theta_0 \\ 0 & \Theta' > \Theta_0 \end{cases} \quad (3.8)$$

Ein Speisehorn mit dieser Richtcharakteristik kann eine homogene Amplitudenbelegung auf der Reflektoroberfläche erzeugen, welche zu einer Apertur-effizienz von 100 % führt. Das Richtdiagramm der Parabolantenne hätte für diesen Fall seine maximale Direktivität, aber auch mit etwa -13,2 dB vergleichsweise gering unterdrückte Nebenkeulen, weshalb in der Praxis Speisehörner zum Einsatz kommen, welche einen Randabfall in der Amplitudencharakteristik zum Rand des Reflektors generieren. Dadurch sinkt die Apertur-effizienz und die Nebenkeulen werden reduziert. Hinzu kommt, dass ein Richtdiagramm mit Randabfall deutlich einfacher zu erzeugen ist als die Charakteristik aus Gleichung (3.8), bei welcher der Gewinn von der Hauptachse wegführend ansteigt und bei Θ_0 abrupt auf 0 fällt. Typisch werden Speiseantennen mit einem Randabfall im Bereich von 9 bis 10 dB eingesetzt, wodurch Apertur-effizienzen zwischen 65 % und 80 % erreicht werden [18]. Darüber hinaus werden Speisehörner so dimensioniert, dass sie nur sehr geringe Nebenkeulen besitzen, um ein unerwünschtes Überstrahlen der Reflektoranordnung zu vermeiden. Diese Eigenschaft wirkt sich positiv auf die Überstrahlungseffizienz ϵ_s der Antenne aus. In vielen Fällen werden Rillenhörner für die Speisung von Reflektorantennen verwendet, da diese geringe Nebenkeulen aufweisen sowie eine konstante Lage des Phasenzentrums über einen großen Frequenzbereich ermöglichen [18, S. 799]. Die Eigenschaften des Phasenzentrums spielen hierbei eine wichtige Rolle, da die parabolische Reflektorgeometrie im Idealfall von Kugelwellen aus dem Brennpunkt gespeist wird. Das bedeutet, dass das Phasenzentrum über den Winkelbereich für Θ' von 0° bis Θ' eindeutig sein sollte und im Brennpunkt der Reflektorgeometrie liegt, um eine möglichst hohe Phasenbelegungseffizienz ϵ_p zu erreichen.

Die Oberflächengüte spielt bei dieser Antennenform ebenfalls eine Rolle, da sie die Effizienz ϵ_r beeinflusst. Statistische Oberflächenfehler bzw. Rauheit mit Normalverteilung sollten einen quadratischen Mittelwert von $\lambda/50$ nicht überschreiten, um eine Anhebung von Nebenkeulen in einem breiten Bereich des Richtdiagramms zu vermeiden. Systematische Reflektordeformationen und damit Abweichungen von der parabolischen Form des Reflektors wirken sich noch stärker auf die Ausbildung von Nebenkeulen aus und sollten daher Abweichungen von $\lambda/100$ nicht überschreiten [19].

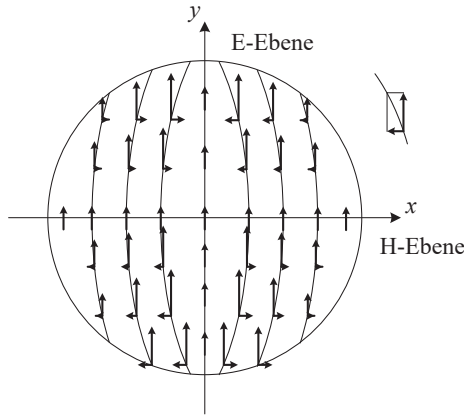


Abbildung 3.2: Diese Skizze zeigt schematisch die typische Aperturbelegung eines Parabolreflektors mit den Anteilen in Ko- (y -Richtung) und Kreuzpolarisation (x -Richtung), welche durch die parabolische Krümmung des Reflektors bei der Beleuchtung mit einer ideal vertikal polarisierten Quelle entsteht [20].

Nicht zuletzt bei der Satellitenkommunikation spielt die Polarisationsreinheit der Antenne eine wichtige Rolle. In Fällen, bei denen duale Polarisationsarten für die Übertragung unterschiedlicher Daten verwendet werden, ist auf eine ausreichend hohe Entkopplung zwischen diesen beiden Kommunikationswegen zu achten. Besonders anschaulich ist hierfür die Definition der Polarisationsentkopplung XPD (*cross-polarisation discrimination*), da sie das Verhältnis des Gewinns in der gewollten Kopolarisation $G_{\text{co}}(\theta, \phi)$ zum Anteil in der ungewollten Kreuzpolarisation $G_{\text{x}}(\theta, \phi)$ darstellt und damit ein Maß für die Unterdrückung der Kreuzpolarisation im Vergleich zur Kopolarisation ist [21].

$$\text{XPD}(\theta, \phi) = \frac{G_{\text{x}}(\theta, \phi)}{G_{\text{co}}(\theta, \phi)} \quad (3.9)$$

Die Entstehung von Kreuzpolarisationskomponenten bei einer Parabolantenne kann anhand der Aperturbelegung veranschaulicht werden. Abbildung 3.2 zeigt die typische Aperturbelegung einer Parabolantenne, welche mit einer ideal vertikal polarisierten Antenne gespeist wird. Hierbei entstehen durch die parabolische Krümmung des Reflektors Komponenten in horizontaler Richtung. Je kleiner das Verhältnis f/D des Parabolreflektors ist, umso stärker ausgeprägt entstehen diese kreuzpolarisierten Komponenten. Vergleicht man die Kreuzpolarkomponenten in den vier Quadranten der Aperturebene, so zeigt sich, dass gegenüber liegende horizontal polarisierte Anteile eine identische Amplitude, aber eine um 180° versetzte Phase haben und sich somit in Hauptstrahlrichtung der

Antenne gegenseitig auslöschen. Um eine möglichst hohe Polarisationsentkopplung in dieser Richtung zu erzielen, ist demnach eine ungestörte mechanische Symmetrie der Reflektorantenne sowie des Richtdiagramms des Speisehorns wichtig. Die Entstehung von Kreuzpolarkomponenten außerhalb der Hauptstrahlrichtung wird durch das Verhältnis f/D des Hauptreflektors, das Richtdiagramm der Speiseantenne sowie durch Streuungs- und Beugungseffekte an der Antennengeometrie verursacht [20, 22].

Einen wichtigeren Anteil zur Entstehung von Kreuzpolarisationskomponenten tragen die Strahlungseigenschaften des Speisehorns bei. Im Falle einer rotationssymmetrischen Reflektoranordnung führen auch Asymmetrien in der Richtcharakteristik der Speiseantenne zur Anregung von Komponenten der unerwünschten Polarisationsart. Störungen dieser Symmetrie können allgemein von mechanischen Störstellen innerhalb der strahlenden Struktur oder auch durch die Anregung von höheren Moden im speisenden Hohlleiter hervorgerufen werden und sollten daher vermieden werden.

3.1.2 Klassische Cassegrain-Antennen

Bei der Dimensionierung von mobilen Satellitenterminals mit nachführbaren Reflektorantennen spielen die mechanischen Eigenschaften der Antenne eine erhebliche Rolle. Aspekte wie Gewichtsverteilungen und Befestigungsmöglichkeiten besitzen dabei eine hohe Relevanz. Die Montage mit dem Schwerpunkt der Antenne im Schnittpunkt der Drehachsen beispielsweise hat den Vorteil, dass die Antenne im Stillstand ihre Ausrichtung beibehält, ohne dass ein Haltemoment aufgebracht werden muss. Dadurch lässt sich Energie einsparen und die Regelschleife zur Nachführung der Antenne kann höhere Genauigkeiten bei der dynamischen Ausrichtung erzielen.

Der mechanische Schwerpunkt einer klassischen frontal gespeisten Parabolantenne liegt zwischen dem Reflektor und dem Speisepunkt mit Hornantenne und Umsetztechnik, wodurch eine Befestigung vor dem Hauptreflektor nötig ist. In diesem Fall können unerwünschte Reflexionen an Teilen des Positionierers die Strahlungseigenschaften der Antenne in unerwünschter Weise beeinflussen. Aus diesem Grund werden für den mobilen Einsatz oft Doppelreflektoranordnungen bevorzugt, da hierbei das Speisehorn zwischen Sub- und Hauptreflektor positioniert werden kann und die Umsetztechnik hinter dem Hauptreflektor montiert wird. Dadurch verlagert sich der Schwerpunkt der Antenne in den hinteren Bereich des Hauptreflektors bzw. zwischen den Hauptreflektor und die Umsetztechnik und eine Montage der Drehachsen hinter dem Parabolreflektor wird möglich. Da in diesem Fall die Mechanik des Positionierers hinter der Aperturebene der Antenne liegt, werden die Strahlungseigenschaften der Antenne durch den Positionierer nicht beeinträchtigt.

Doppelreflektorantennen gibt es in einer Vielzahl verschiedener Varianten, von denen eine Auswahl in Abbildung 3.3 vorgestellt wird. Die wichtigsten Typen von Doppelreflektorantennen sind die Cassegrain- und die Gregory-Variante. Die Grundtypen unterscheiden sich in der Geometrie des Subreflektors, welcher bei der klassischen

3.1 Funktionsweise und ausgewählte Aufbauformen von Parabolantennen

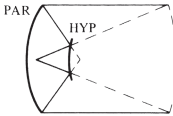
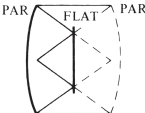
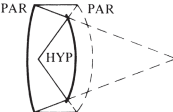
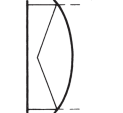

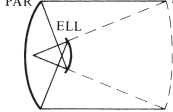

	Illustration	θ_v/θ_r and f_c/f_m	f_m and f_c	c
Cassegrain reflector forms		> 1	> 0	> 1
		1	> 0	∞
		< 1 > 0	> 0	< -1
		0	∞	1
		< 0 > -1	< 0	< 0 > -1
Gregorian reflector forms		> 1	> 0	> 0 < 1
		< 1	< 0	> 0 < 1

Abbildung 3.3: Verschiedene Typen von Cassgrain- und Gregory-Doppelreflektorantennen mit parabolischen (PAR), hyperbolischen (HYP), flachen (FLAT) und elliptischen (ELL) Reflektorgeometrien (Abbildung aus [23])

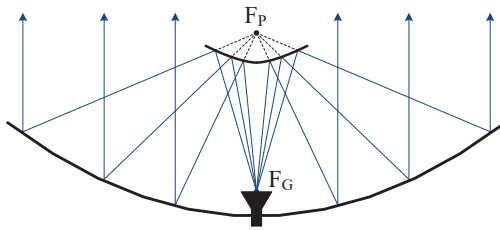


Abbildung 3.4: Diese Skizze zeigt den Querschnitt einer Cassegrain-Parabolantenne mit einem hyperbolisch geformten Subreflektor und deren Strahlengang und Fokuspunkte, wobei F_G dem Fokuspunkt der Gesamtanordnung und F_P dem Fokuspunkt des parabolisch geformten Hauptreflektors entspricht.

Cassegrain-Antenne eine konvex hyperbolische Form und bei der Gregory-Antenne eine konkav elliptische Form besitzt. Der hyperbolische Subreflektor bei der Cassegrain-Form besitzt zwei Brennpunkte, von denen einer hinter dem Subreflektor als virtueller Fokus liegt. Der zweite Brennpunkt liegt zwischen Haupt- und Subreflektor und stellt den resultierenden Brennpunkt der Anordnung dar. Entlang der Hauptachse der Antenne ist diese Anordnung im Vergleich zur front-gespeisten Parabolantenne mit identischem Parabolreflektor kompakter. Der elliptisch geformte Subreflektor der Gregory-Antenne besitzt ebenfalls zwei Brennpunkte, welche allerdings beide auf der Hauptachse der Antenne zwischen Haupt- und Subreflektor liegen.

Die klassische Form der Cassegrain-Antenne kommt im Rahmen des in Kapitel 5 vorgestellten Demonstrators zum Einsatz. Das Profil des Hauptreflektors entspricht dabei einer Parabel entsprechend der Gleichung

$$y = \frac{1}{4f} x^2 \quad (3.10)$$

mit der Brennweite f . Das Profil des Subreflektors entspricht einer Hyperbel, welche in ihrer 1. Hauptlage wie folgt beschrieben wird:

$$\frac{x^2}{a^2} - \frac{y^2}{b^2} = 1 \quad (3.11)$$

Die beiden Brennpunkte liegen in diesem Fall bei $(\pm a, 0)$. Die Hyperbel in 1. Hauptlage ist punktsymmetrisch zum Koordinatenursprung und besteht aus zwei Kurven mit hyperbolischer Form, von welchen für die Profilierung des Subreflektors nur eine verwendet wird. Für die Realisierung der Cassegrain-Anordnung wird der Subreflektor so positioniert, dass einer der beiden Brennpunkte mit dem Brennpunkt des Hauptreflektors zusammenfällt und der zweite Brennpunkt auf der Seite des Hauptreflektors liegt und den Brennpunkt der Gesamtanordnung bildet. Abbildung 3.4 zeigt diese Anordnung

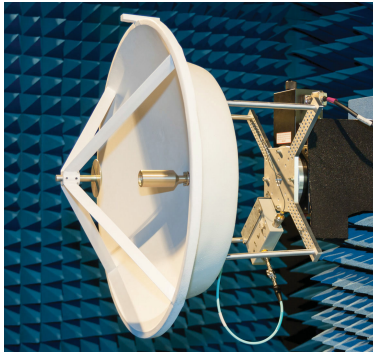


Abbildung 3.5: Cassegrain-Parabolantenne QuinStar QRC-A0024 mit einem hyperbolischen Subreflektor und einem Gesamtdurchmesser von 60 cm

als Antenne mit den beiden Reflektoren sowie dem Strahlengang vom Speisehorn ausgehend bis zur Apertur der Antenne. Deutlich wird an dieser Stelle einer der Nachteile dieser Anordnung, welcher in einer Abschattung durch den Subreflektor besteht. Die Form des Subreflektors bewirkt, dass Bereiche des Hauptreflektors, welche sich aus Hauptstrahlrichtung hinter dem Subreflektor befinden, beleuchtet werden, aber nicht zur Aperturbelegung der Gesamtanordnung beitragen. Darüber hinaus tritt hier eine Reflexion zurück in das Speisehorn auf, wodurch Fehlanpassungen der Antenne auftreten können.

Ein Beispiel für eine kommerzielle Antenne dieser Bauform ist in Abbildung 3.5 zu sehen. Der Hauptreflektor besitzt einen Durchmesser von etwa 60 cm und besteht zur Gewichtsminimierung aus kohlenstofffaserverstärktem Kunststoff, welcher nachträglich metallisiert und weiß lackiert wurde. Diese Antenne wird für ein mobiles, an der TU Ilmenau entwickeltes, Satellitenterminal eingesetzt, welches in Kapitel 5 genauer beschrieben wird.

3.1.3 Offset-Cassegrain-Antennen

Eine spezielle Form der Cassegrain-Antenne stellen die *Offset*-Cassegrain-Antennen dar, welche Abschattungen und Fehlanpassungen durch den Subreflektor vermeiden. Diese Geometrie basiert auf einer versetzten Anordnung von Haupt- und Subreflektor, entsprechend der Skizze in Abbildung 3.6. Der parabolische Hauptreflektor besteht hierbei nur aus einem Abschnitt der Parabel mit der Brennweite f_m und dem Brennpunkt F_r zwischen den beiden Punkten Q1 und Q2. Der Hauptreflektor liegt in seinem eigenen Koordinatensystem mit x_m und z_m . Der hyperbolische Subreflektor besteht ebenfalls aus einem Segment einer Hyperbel zwischen den beiden Punkten P1 und P2 und befindet sich

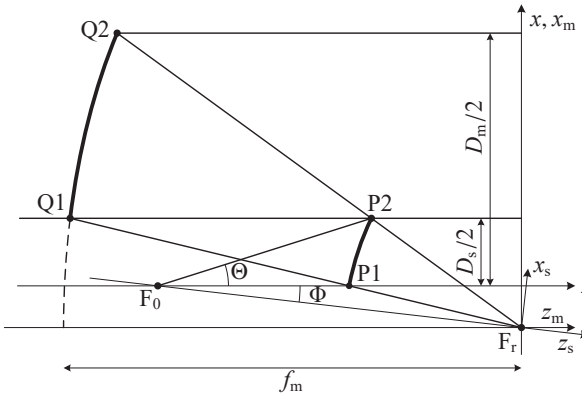


Abbildung 3.6: Diese Skizze zeigt die zweidimensionale Konfiguration einer *Single-Offset-Cassegrain-Parabolantenne* nach [24].

in einem Koordinatensystem (x_s und z_s), welches um den Winkel Φ zum Koordinatensystem des Hauptreflektors gekippt liegt. Die Gesamtanordnung erhält hierbei ebenfalls ein eigenes Koordinatensystem, welches mit seiner x -Achse mit x_m zusammenfällt und dessen z -Achse durch den Gesamtbrennpunkt F_0 und P1 verläuft. Die *Offset-Cassegrain*-Antenne ergibt sich durch eine Rotation des parabolischen und des hyperbolischen Abschnitts um die z -Achse. D_m und D_s entsprechen dabei dem Durchmesser des Haupt- bzw. Subreflektors.

Durch die Drehung des Subreflektor-Koordinatensystems liegt nur einer der beiden Brennpunkte der Hyperbel auf der Rotationsachse z , wodurch sich für diesen Antennentyp ein ringförmiger Fokus des Hauptreflektors ergibt. Der Brennpunkt der Gesamtanordnung bleibt hierbei ein Punkt und bildet damit den Ort, in welchem das Phasenzentrum der Speiseantenne liegen sollte. Für die Beleuchtung der Reflektoranordnung ist nur der Ausschnitt um die Hauptstrahlrichtung bis zum Winkel Θ relevant, da abgestrahlte Komponenten in darüber liegenden Winkeln am Subreflektor vorbei strahlen und damit die *spillover efficiency* verschlechtern. Eine detaillierte Beschreibung der Aperturbeleuchtung bei diesem Antennentyp sowie die exakte geometrische Beschreibung von *Offset-Cassegrain*- sowie *Offset-Gregory*-Antennen sind in [24] und [25] zu finden.

Ein wichtiger Vorteil dieser Anordnung wird durch den Strahlengang von F_0 über P1 und Q1 bis zur Aperturebene verdeutlicht. Dieser Strahl ist der am weitesten innenliegende Strahl bei dieser Anordnung, weshalb hier der Bereich der Parabel, welcher durch den Subreflektor abgeschattet wird, nicht mit Feldkomponenten belegt wird. Es gibt somit zwar weiterhin einen Bereich des Hauptreflektors, der durch Abschattungen

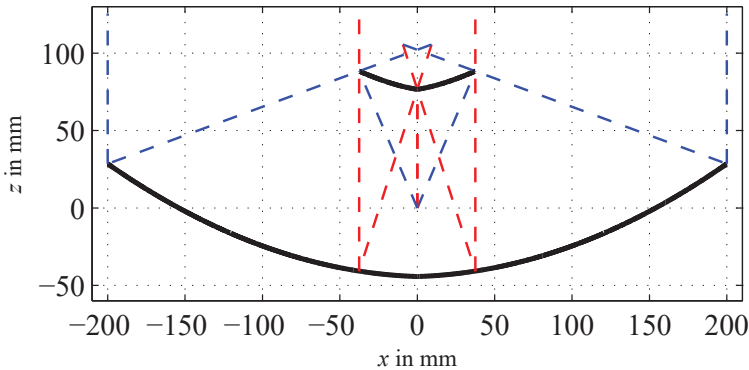


Abbildung 3.7: Diese Skizze zeigt die zweidimensionale Konfiguration (schwarz durchgezogen) sowie den Strahlengang (innen: rot gestrichelt, außen: blau gestrichelt) der 40 cm *Offset*-Cassegrain-Parabolantenne, welche als Demonstrator aufgebaut wurde.

unbrauchbar ist, aber dieser Bereich wird nicht unnötig beleuchtet. Darüber hinaus reflektiert der Subreflektor bei dieser Anordnung keine abgestrahlten elektromagnetischen Wellen zurück in die Speiseantenne, wodurch die Anpassung dieser Antenne günstiger ausfällt, als bei klassischen Cassegrain-Antennen.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde eine Antenne von diesem Typ aufgebaut. Der Demonstrator besitzt einen Durchmesser des Hauptreflektors von 40 cm und wurde aus Aluminium als Frästeil hergestellt. Der Subreflektor aus Messing wird von vier schmalen Aluminium-Streben in seiner Position gehalten und ist an seinem Schaft mit einem Gewinde versehen, sodass seine Montageposition angepasst werden kann. Das Profil der Reflektorkombination ist in Abbildung 3.7 dargestellt. Das Diagramm zeigt zusätzlich auch den Strahlengang an den Grenzen des beleuchteten Bereichs. Die gefertigte Antenne ist für den Betrieb mit der Speisekette aus Kapitel 6 vorgesehen und ist als Gesamtantenne in Abbildung 3.8 zu sehen.

3.2 Charakterisierung elektrisch großer Antennen

Parabolantennen gehören zu den elektrisch großen Antennen. Ihre Reflektoren können, beispielsweise bei großen Radioastronomie-Teleskopen, Durchmesser von bis zu mehreren Tausend Wellenlängen besitzen und stellen damit auch besondere Anforderungen an die Charakterisierung durch Simulation und Messungen. Bei den hier beschriebenen

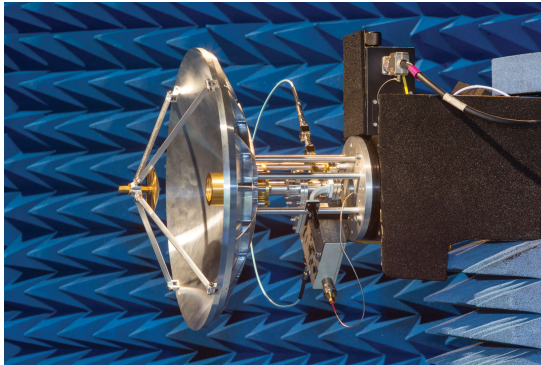


Abbildung 3.8: Im Rahmen dieser Arbeit entworfene und gefertigte *Single-Offset*-Cassegrain-Antenne mit einem Gesamtdurchmesser von 40 cm und deren Messaufbau im Antennenmesslabor der TU Ilmenau

Antennen handelt es sich um VSAT-Antennen, die im Allgemeinen so groß sind, dass sie für Endnutzer handhabbar sind. Im Fall der mobilen Satellitenantennen sind Durchmesser von etwa 40 bis 90 cm verbreitet. Für den Betrieb im Ka-Band bei 20 und 30 GHz entspricht das einem Durchmesser von 27 bis 90 Wellenlängen je nach Frequenz und Spiegeldurchmesser. Antennen dieser Größenordnung lassen sich sehr gut mit modernen Simulationsprogrammen berechnen. Für die messtechnische Charakterisierung werden spezielle Messeinrichtungen benötigt. Eine Auswahl verschiedener Möglichkeiten der Charakterisierung von Parabolantennen wird im Folgenden kurz vorgestellt.

3.2.1 Verwendete Methoden der Simulation

Für die Simulation elektrisch großer Antennen gibt es am Markt verschiedene Programme, welche auf unterschiedlichen Methoden der numerischen Feldberechnung basieren. Zu den am weitesten verbreiteten Programmen zählen TICRA GRASP [26], ANSYS HFSS [27], FEKO [28] und CST Microwave Studio [29]. Insbesondere für die Simulation von großen Objekten, bei denen Reflexionen an metallischen Strukturen dominant sind, kommt bei allen vier Programmen neben diverser anderer Lösungsmethoden für die numerische Feldsimulation (z.B. physikalische Optik bei Ticta GRASP) die Momentenmethode (MoM) in Kombination mit der sogenannten *Multi-Level Fast Multipole Method*, kurz MLFMM, zum Einsatz. Eine detaillierte mathematische Beschreibung dieser Methode kann unter [30] nachvollzogen werden und soll aufgrund der Komplexität an dieser Stelle nicht näher beschrieben werden. Die Leistungsfähigkeit dieser Methode in Kombination mit anderen Lösern wie beispielsweise die Finite Elemente Methode (FEM,

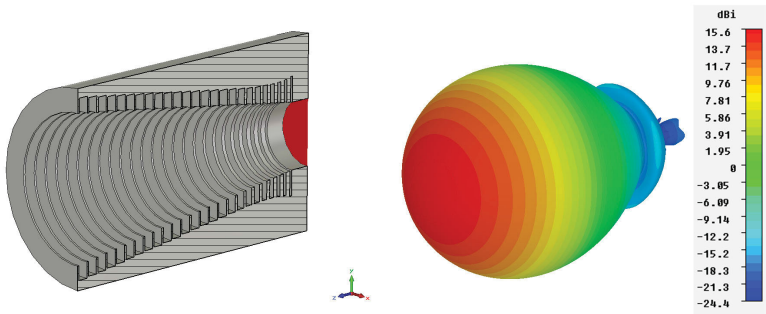


Abbildung 3.9: Schnitt-Ansicht des CST-Simulationsmodells eines Rillenhorns (links) und das zugehörige Direktivitäts-Richtdiagramm für die Anregung mit dem TE_{11} -Mode in LHCP (rechts). Die Hornantenne wird mittels eines Wellen-Ports am Rundhohlleiter-Anschluss im hinteren Bereich der Antenne gespeist (rote Fläche)

typisch verwendet bei ANSYS HFSS) oder die Finite Differenzen Methode im Zeitbereich (FDTD, typisch verwendet bei CST) wird in [31] eindrucksvoll gezeigt. In dieser Studie wurde eine Reflektorantenne, welche mit sehr engen mechanischen Toleranzen gefertigt wurde, in zwei verschiedenen Messeinrichtungen für sphärische Nahfeldmessungen an der Technischen Universität Madrid sowie mit dem SATIMO SG64 in Frankreich vermessen und anschließend mit den Simulationsergebnissen der vier genannten Simulationsprogramme verglichen. Dabei zeigten sich sehr gute Übereinstimmungen zwischen den Messergebnissen und den Werten aus den Simulationen. Beispielsweise wurde bei 18 GHz eine Direktivität von 35,30 dBi gemessen. Die Simulationsergebnisse bei dieser Frequenz zeigten bei der Direktivität eine maximale Abweichung von 0,39 dB. Auch die Lage und Größe von Nebenkeulen ergab eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung.

Die in den Kapiteln 5, 6 und A.2 vorgestellten Simulationsergebnisse wurden mit CST Microwave Studio unter der Verwendung des *F-Solver* (FEM) und des *I-Solver* (MoM mit MLFMM) erzeugt. Hierbei wird für die Berechnung von elektrisch kleinen bis mittleren Strukturen der Frequenzbereichslöser verwendet, um beispielsweise das Richtdiagramm einer Hornantenne zu berechnen. Abbildung 3.9 zeigt das Simulationsmodell eines Rillenhorns, welches als Speisehorn für eine Cassegrain-Antenne zum Einsatz kommt. Darüber hinaus ist das Richtdiagramm dieser Antenne für linkshändig zirkuläre Polarisation (LHCP) dargestellt. Die Simulation der Reflektorantenne erfolgt anschließend mit Hilfe des *I-Solver*, indem das zuvor berechnete Richtdiagramm der Hornantenne in Form einer Punktquelle in der Simulation verwendet wird. Hierbei ist darauf zu achten, dass diese Punktquelle so im Modell positioniert ist, dass das Phasenzentrum

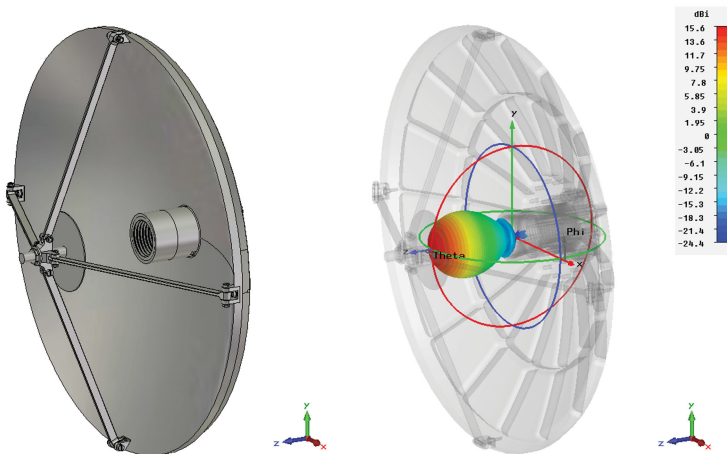


Abbildung 3.10: CST-Simulationsmodell der 40 cm Cassegrain-Antenne aus Abbildung 3.8 (links) und das Richtdiagramm der verwendeten Fernfeldquelle für 20 GHz (Rillenhorn aus Abbildung 3.9) im Brennpunkt der Reflektoranordnung (rechts)

des eingebundenen Richtdiagramms im Brennpunkt der Parabolantenne liegt. Darüber hinaus muss darauf geachtet werden, dass diese Methode fehleranfällig ist, wenn Teile der Parabolantenne im Nahfeld der Hornantenne liegen. Effekte, welche durch Störungen im Nahfeld des Horns auftreten, werden dann nicht berücksichtigt, da nur die Fernfeld-Richtcharakteristik eingebunden wird. Für Parabolantennen, wie sie hier vorgestellt werden, stellt dies kein Problem dar. Der Vorteil dieser Vorgehensweise besteht im Wesentlichen in der Möglichkeit, die Richtcharakteristik der Reflektoranordnung schnell zu berechnen und gegebenenfalls für ein fest definiertes Speisehorn zu ändern und erneut zu simulieren. Das ergibt einen erheblichen zeitlichen Vorteil gegenüber einer gemeinsamen Simulation von Hornantenne mit Reflektor, welche ebenfalls mit dem *I-Solver* möglich ist und auch zu Vergleichszwecken für die finale Konfiguration durchgeführt wurde.

Abbildung 3.10 zeigt das Simulationsmodell zur Cassegrain-Antenne aus Abbildung 3.8. Hierbei wurde das CAD-Modell der Antenne verwendet, welches für die mechanische Fertigung erstellt wurde. Somit entspricht das Simulationsmodell exakt dem Demonstrator inklusive aller Komponenten, wie Reflektoren, Haltestreben, Schrauben und Muttern.

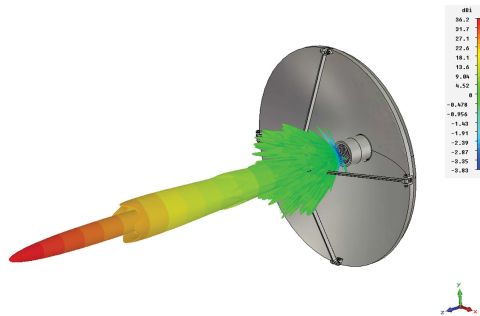


Abbildung 3.11: 3D-Darstellung des mittels CST berechneten Richtdiagramms der 40 cm Cassegrain-Antenne für RHCP bei 20 GHz

Abbildung 3.11 zeigt beispielhaft das dreidimensionale Richtdiagramm der Parabolantenne für RHCP bei 20 GHz mit einer Direktivität von 36,16 dBi. Der Abstand der ersten Nebenkeule zur Hauptstrahlrichtung beträgt etwa 13 dB und ist typisch für Cassegrain-Antennen.

3.2.2 Verwendete Methode der Messung

Die messtechnische Charakterisierung der Antenne ist ein wichtiges Instrument zur Überprüfung der vorangegangenen Simulationen und auch der korrekten Fertigung der Antennenstrukturen. Hierbei wird die Transmission zwischen einer Beleuchtungsantenne und der Testantenne für verschiedene Ausrichtungen der Testantenne gemessen. Um die Fernfeld-Richtcharakteristik der Testantenne zu erhalten, muss diese im Idealfall mit ebenen Wellenfronten beleuchtet werden [18, S. 1001]. Die Erzeugung nahezu idealer ebener Wellenfronten in einem begrenzten Raum wie beispielsweise einer Antennenmesskammer ist allerdings nur mit einem großen technischen Aufwand möglich, wie beispielsweise mit *Compact Antenna Test Range* Einrichtungen. Hierbei befindet sich die Testantenne im strahlenden Nahfeld einer großen Parabolantenne, welche vor ihrer Apertur einen Bereich ebener Wellenfronten ausbildet. Dieser Ansatz erfordert insbesondere bei der Verwendung für Messungen bei hohen Frequenzen strenge Toleranzen bei der Fertigung des Parabolreflektors und der Positionierung der Speiseantenne [18, S. 1006ff.]. Alternativ hierzu kann die Testantenne auch unter einer Annäherung an Fernfeldbedingungen gemessen werden. Unter der Annahme, dass die Beleuchtungsantenne zumindest im Bereich der Hauptstrahlrichtung Kugelwellen aussendet, ergibt sich über

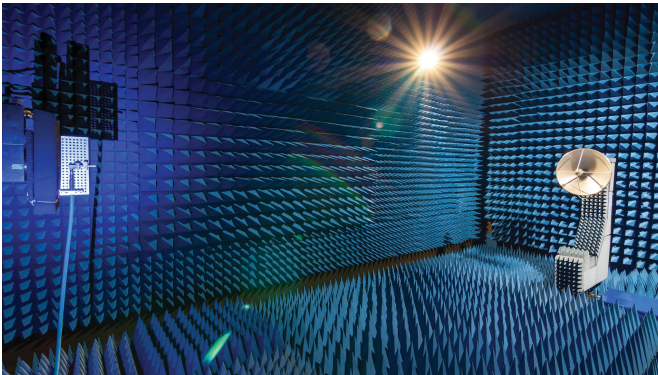


Abbildung 3.12: Antennenmesslabor der TU Ilmenau mit einem Messaufbau bestehend aus einer Nahfeldsonde (links) und einer 60 cm Parabolantenne (rechts) bei einem Messabstand von etwa 5 m

der Apertur der Testantenne ein Phasenfehler, da die ankommenden Wellen eine Krümmung besitzen, welche vom Abstand der beiden Antennen zueinander abhängt. Ein Phasenfehler von $<22,5^\circ$ wird hierbei in der Literatur als genügend klein angesehen um annähernd Fernfeldbedingungen zu erfüllen [18]. Der Mindestabstand r_{FF} , welcher eingehalten werden muss, um diesen maximalen Phasenfehler zu erreichen ergibt sich wie folgt:

$$r_{\text{FF}} \geq 2 \frac{D_A^2}{\lambda}$$

D_A ist in diesem Fall die maximale geometrische Ausdehnung der Antenne, wie beispielsweise der Reflektordurchmesser einer Parabolantenne, und λ ist die Wellenlänge bei der Testfrequenz. Für eine 60 cm Parabolantenne bei 30 GHz ergibt sich damit ein Mindestabstand für Messungen annähernd unter Fernfeldbedingungen von 72 m. Ein solcher Abstand ist in üblichen Abschirmkammern für Antennenmessungen nicht gegeben und kann meist nur bei Freifeldmessstrecken eingehalten werden. Um die Vorteile einer Abschirmkammer dennoch zu nutzen, ist es möglich, die Testantenne innerhalb ihres strahlenden Nahfelds zu vermessen und anschließend eine Nahfeld zu Fernfeld (NF-FF) Transformation durchzuführen. Hierbei wird mit einer Nahfeldsonde das komplexwertige elektromagnetische Feld auf einer Fläche in der Nähe der Antenne oder um sie herum abgetastet und anschließend eine Fouriertransformation der Messwerte durchgeführt. Die Fläche kann dabei abhängig von der Testantenne eine Ebene, ein Zylinder oder eine Kugelfläche sein, wobei die Komplexität der Transformationsalgorithmen sowie der technische Aufwand für die Positionierung von der planaren über die zylindrische bis

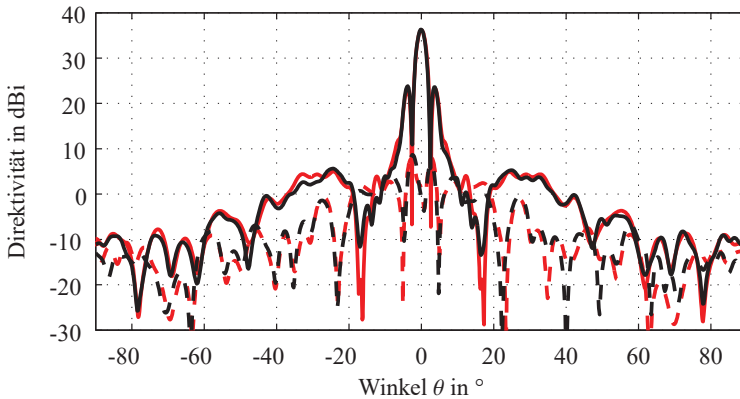


Abbildung 3.13: Simuliertes (rot) und gemessenes (schwarz) Richtdiagramm der 40 cm *Single-Offset-Cassegrain-Antenne* aus Abbildung 3.8 für RHCP (Koppolarisation, durchgezogen) und LHCP (Kreuzpolarisation, gestrichelt) bei 20 GHz

hin zur sphärischen Abtastung zunimmt. Für große zweidimensionale Gruppenantennen mit hohem Gewinn eignet sich beispielsweise die planare Nahfeldmessung am besten, während für komplex geformte und omnidirektionale Antennen eher die sphärische Nahfeldmessung eingesetzt wird.

Generell basiert die Implementierung der verschiedenen NF-FF Transformationsalgorithmen auf der Messung der Amplitude und Phase der von der Testantenne abgestrahlten elektrischen Feldkomponenten auf einer genau definierten Oberfläche im Nahfeld der Testantenne. Die gemessenen Feldkomponenten werden anschließend als eine Überlagerung von sphärischen Wellenmoden interpretiert und es kann eine Ersatzquelle in geschlossener mathematischer Form berechnet werden [32]. Diese Modenanalyse erlaubt die Berechnung der Feldkomponenten in einem beliebigen Abstand von der Testantenne außerhalb ihres reaktiven Nahfelds. Für die Berechnung des Fernfeldrichtdiagramms wird dieser Abstand als unendlich angenommen.

Die in dieser Arbeit in den folgenden Kapiteln vorgestellten Messergebnisse für Richtdiagramme der Speise- als auch Parabolantennen wurden unter Zuhilfenahme von sphärischen Nahfeldmessungen und anschließender NF-FF Transformation gewonnen. Hierbei kommt ein Messsystem der Firma Nearfield Systems Inc. (NSI) zum Einsatz, welches im Antennenmesslabor der TU Ilmenau installiert ist. Abbildung 3.12 zeigt die Abschirmkammer mit einem Messaufbau zur Charakterisierung einer 60 cm Parabolantenne im Ka-Band. Der Messabstand beträgt hierbei etwa 5 m bei einer minimalen Schrittweite

für die Abtastung von $0,5^\circ$. Damit lassen sich beispielsweise Parabolantennen mit einem maximalen Durchmesser von etwa 100 cm bei 30 GHz vermessen. Die NF-FF Transformation wird durch das zugehörige Messprogramm durchgeführt und kann nach einem Export in Textdateien in Matlab weiterverarbeitet werden [33].

Ein Beispiel für die Messung einer Parabolantenne ist in Abbildung 3.13 zu sehen. Hierbei handelt es sich um einen einzelnen Schnitt durch die Richtcharakteristik der 40 cm *Single-Offset*-Cassegrain-Antenne aus Abbildung 3.8 für die Speisung von RHCP sowohl als Messung als auch als Simulation bei 20 GHz. Die sehr gute Übereinstimmung der Richtdiagramme zeigt hierbei, dass das Simulationswerkzeug und auch das Messverfahren zuverlässig funktionieren. Die Direktivität der Antenne unterscheidet sich bei diesem Beispiel um 0,16 dB (36,32 dBi in der Messung und 36,16 dBi in der Simulation). Auch fernab der Hauptstrahlrichtung decken sich die simulierten und messtechnisch ermittelten Werte sehr gut.

4 Monopuls-Verfahren zur Richtungsschätzung einfallender Signale mit Antennen

Antennen dienen im Allgemeinen der Überführung von leitungsgebundenen elektromagnetischen Wellen in Freiraumwellen und damit der drahtlosen Informationsübertragung. Darüber hinaus sind Antennen jedoch auch als Teil von Sensoren einsetzbar, wie im Folgenden näher erläutert werden soll. Bietet eine Antenne spezielle mechanische oder auch elektrische Funktionalitäten, so ist es möglich, mit ihr die Richtung, aus der ein Signal empfangen wird, zu detektieren. Zu diesem Zweck kommen verschiedene Techniken und Algorithmen zum Einsatz, welche teilweise bereits Mitte des 20. Jahrhunderts entwickelt wurden [14]. Das *Conical-Scan*-Prinzip wurde im Rahmen des Projekts MOSAKA für ein Antennenterminal eingesetzt, welches zu Beginn des Projekts kurzfristig für Untersuchungen zur Nachführung von Parabolantennen eingesetzt werden sollte, während spätere Realisierungen in MOSAKA und KASYMOSA die auf Monopuls basierende Spezialform des Multimode-Monopuls-Verfahrens anwenden. In diesem Kapitel wird nach der Einführung in das grundlegende Monopuls-Prinzip die Technik des Multimode-Monopuls erklärt, um auf die Beschreibung der technischen Realisierungen in den darauffolgenden Kapiteln vorzubereiten. Das *Conical-Scan*-Verfahren sowie die Beispielrealisierung aus MOSAKA werden im Anhang genauer beschrieben.

Das Monopuls-Verfahren stellt eine rein elektrische Methode der Richtungsschätzung dar. Hierbei muss die verwendete Antenne eine Summen- und eine Differenzrichtcharakteristik erzeugen. Die Summencharakteristik hat ihr Maximum in Richtung der Signalquelle, welche nachgeführt werden soll, während die Differenzcharakteristik eine Nullstelle in genau diese Richtung ausprägt. Zeigt die Antenne nicht exakt auf die Quelle, werden mit beiden Richtcharakteristiken Signale empfangen, deren Produkt ausgewertet zu einem Abweichungsvektor führt. Dieses Verfahren besitzt in der Radartechnik ein breites Anwendungsspektrum [34, 35], kann jedoch auch für die Nachführung mobiler Antennensysteme eingesetzt werden [36, 37].

Darüber hinaus gibt es Ansätze zur elektronischen [38] und teilweise elektronischen [39] Strahlnachführung zur Realisierung mobiler Satellitenantennen. Diese Ansätze ermöglichen eine sehr hohe Dynamik bei der Nachführungsgeschwindigkeit der Antenne, welche allerdings durch einen höheren technischen Aufwand erkauft werden muss. Neben dem Einsatz von Phasen- und Amplitudenstellelementen müssen Algorithmen für deren Ansteuerung entwickelt werden. Ziel in den beiden Forschungsprojekten MOSAKA und KASYMOSA war es, Antennen mit einer möglichst geringen Anzahl an Speisestoren

beziehungsweise mit möglichst geringer Komplexität zu untersuchen. Diese Anforderungen können durch die Anwendung von *Conical-Scan*- oder Monopuls-Verfahren erfüllt werden.

4.1 Monopuls-Verfahren

Während das Conical-Scan-Verfahren zu den sogenannten *sequential amplitude sensing* Techniken gehört, zählt das Monopuls-Verfahren zur Gruppe der *simultaneous sensing* Methoden [14], da in diesem Fall der Fehlervektor zu jedem Zeitpunkt mit Hilfe der Auswertung von Empfangssignalen aus mehreren Pfaden ermittelt wird und nicht wie beispielsweise beim Conical-Scan eine Zeitspanne ablaufen muss, bis der Fehlervektor erzeugt werden kann. Die folgenden Kapitel sollen das Monopuls-Verfahren näher erläutern.

4.1.1 Wirkungsweise

Monopuls-Nachführverfahren basieren auf der Auswertung verschiedener Richtcharakteristiken, welche mit einer speziell dafür konzipierten Antenne erzeugt werden können. Solche Antennen besitzen mindestens zwei Richtdiagramme, von denen eins für die eigentliche Funktion der Antenne, wie beispielsweise Kommunikation oder Radaranwendungen, genutzt wird. Dieses Richtdiagramm besitzt eine Hauptkeule, welche in Zielrichtung ausgerichtet werden soll. Darüber hinaus besitzen Monopuls-Antennen mindestens ein weiteres Richtdiagramm, das für die Generierung der Nachführinformationen genutzt werden kann. Dieses „Hilfs“-Richtdiagramm benötigt eine Nullstelle, welche in der gleichen Richtung liegt wie die für den eigentlichen Antennenzweck genutzte Hauptkeule.

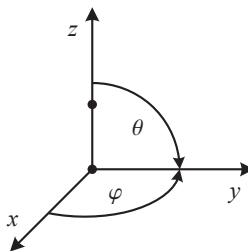


Abbildung 4.1: Sphärisches Koordinatensystem mit Zwei Antennenelementen, welche entlang der Z -Achse liegen

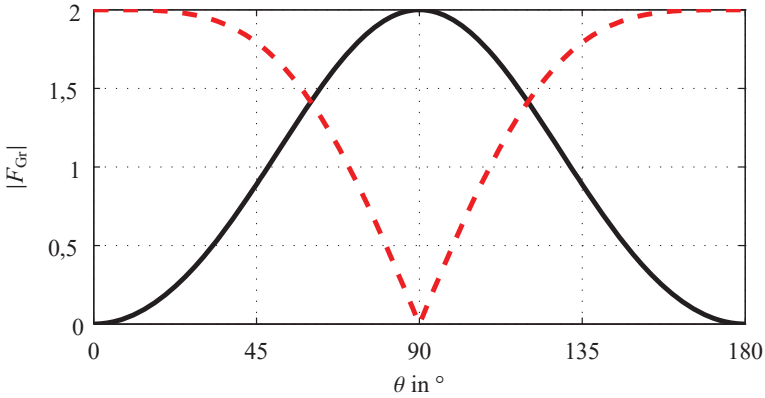


Abbildung 4.2: Schnitt durch die Gruppencharakteristik einer linearen Gruppenantenne aus zwei Elementen entsprechend Abbildung 4.1, welche gleichphasig (schwarz) oder gegenphasig gespeist werden (rot gestrichelt)

Ein Beispiel für eine solche Antenne stellt eine Antennengruppe aus zwei Elementen dar, welche sowohl gleichphasig als auch gegenphasig zueinander gespeist werden können. Das Verhalten einer solchen Gruppenantenne wird durch deren Gruppencharakteristik bestimmt [18]. Diese Charakteristik ist unabhängig von der Richtcharakteristik der verwendeten Elemente und zeigt dadurch grundlegende Eigenschaften eines solchen Antennensystems, ohne dass eine bestimmte Antennenform mit einem spezifischen Richtdiagramm zugrunde gelegt werden muss. Die Gruppencharakteristik F_{Gr} zweier Antennen, welche in Form einer linearen Gruppe entlang der Polachse im sphärischen Koordinatensystem (siehe Abbildung 4.1) liegen, stellt sich nach [18, p. 285] mit dem Elementabstand d und der Phasendifferenz β wie folgt dar:

$$F_{\text{Gr}} = \cos \left[\frac{1}{2} \left(\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta + \beta \right) \right] \quad (4.1)$$

Abbildung 4.2 zeigt zwei Schnitte durch die Gruppencharakteristik F_{Gr} einer solchen Gruppe aus zwei Elementen mit einem Abstand d von einer halben Wellenlänge λ . Speist man die beiden Elemente mit der gleichen Phasenlage, so bildet sich bei $\theta = 90^\circ$ eine Hauptkeule aus, welche für den Empfang der Signale einer entfernten Quelle verwendet werden kann. Dieses Richtdiagramm wird auch Summencharakteristik genannt. Werden die Elemente jedoch in entgegengesetzter Phasenlage, also mit einem Phasenunterschied von $\beta = 180^\circ$ gespeist, bildet sich die Differenzcharakteristik aus, welche bei $\theta = 90^\circ$

eine Nullstelle aufweist. Das bedeutet, wenn die Gruppenantenne exakt auf die Signalquelle ausgerichtet ist, so wird im Falle der gegenphasigen Anregung kein Signal mehr empfangen. Befindet sich die Richtung zur Quelle nicht genau auf der Hauptstrahlrichtung der Gruppe, so wird in beiden Fällen ein Signal empfangen. Auf Grund dieses Verhaltens ist es möglich, eine Fehlausrichtung der Antenne anhand des empfangenen Signals bei gegenphasiger Anregung zu detektieren. Durch die Symmetrie der Differenzcharakteristik lässt sich jedoch mit Hilfe der Amplitude des empfangenen Signals nicht eindeutig feststellen, in welche Richtung die Antenne neben die Quellrichtung zeigt. Eine Aussage dazu wird erst möglich, wenn die Phase der empfangenen Signale miteinander verglichen wird. Während die Phase der Summencharakteristik einen kontinuierlichen Verlauf innerhalb der Hauptkeule besitzt, entsteht bei der Differenzcharakteristik bei $\theta = 90^\circ$ ein Phasensprung um 180° . Wertet man also die Amplitude und die Phase des empfangenen Signals aus, lässt sich die Fehlausrichtung der Antenne eindeutig feststellen.

Um beim Monopuls-Verfahren einen Nachführvektor zu generieren, welcher die Fehlausrichtung der Antenne beschreibt, muss das Amplitudenprodukt sowie die Phasendifferenz zwischen Summen- und Differenzsignal ermittelt werden. Nimmt man die beiden empfangenen Signale

$$\Sigma : \underline{E}_\Sigma = \hat{E}_\Sigma e^{j\omega t} \quad (4.2)$$

$$\Delta : \underline{E}_\Delta = \hat{E}_\Delta e^{j(\omega t + \varphi_\Delta)} \quad (4.3)$$

und multipliziert sie miteinander, wobei das Summensignal konjugiert komplex verwendet wird, so erhält man den Nachführvektor \underline{T}_M :

$$\underline{T}_M = \hat{E}_\Sigma e^{-j\omega t} \hat{E}_\Delta e^{j(\omega t + \varphi_\Delta)} \quad (4.4)$$

$$\underline{T}_M = \hat{E}_\Sigma \hat{E}_\Delta e^{j\varphi_\Delta} \quad (4.5)$$

Hierbei wird ersichtlich, weshalb das Summensignal konjugiert komplex verwendet wird: es entfallen die Faktoren mit ωt , welche die hochfrequenten Signalanteile beinhalten. Die Amplitude von \underline{T}_M ist mit der Differenzcharakteristik gewichtet, wodurch bei $\theta = 90^\circ$ die charakteristische Nullstelle entsteht und der Winkel entspricht der Differenzphase zwischen Summen- und Differenzsignal. Der Betrag sowie der Winkel des Nachführvektors sind in Abbildung 4.3 dargestellt. In diesem Fall ist die Detektion einer Fehlausrichtung für Abweichungen von bis zu 90° möglich, eine eindeutige Zuordnung zwischen Fehlersignal und Fehlausrichtung und umgekehrt ist jedoch nur im Bereich zwischen dem Minimum und dem Maximum des Fehlersignals möglich. Dieser Bereich, welcher sich im aktuellen Beispiel von 60° bis 120° erstreckt, soll im Folgenden als innerer Detektionsbereich bezeichnet werden, während der gesamte Bereich, in dem eine Fehlausrichtung detektierbar ist, allgemein als Detektionsbereich bezeichnet werden soll.

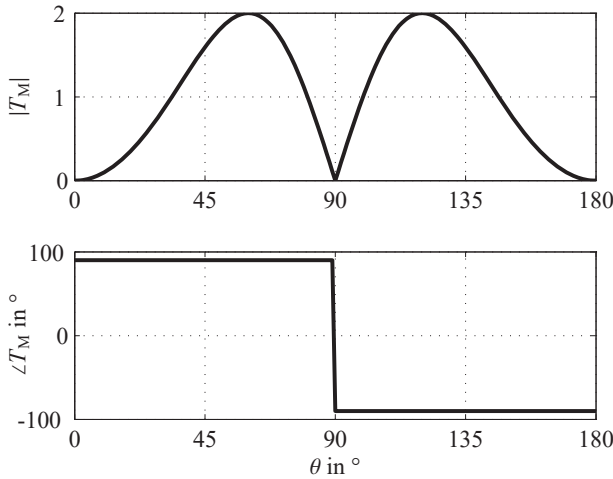


Abbildung 4.3: Betrag (oben) und Winkel (unten) des Nachführvektors für ein Monopuls-Antennensystem mit zwei Antennenelementen in einer linearen Gruppe

Im Bereich um die Nullstelle herum verhält sich der Betrag nahezu linear. Der Winkel des Nachführvektors spiegelt den Phasensprung der Differenzcharakteristik von 180° bei $\theta = 90^\circ$ wider, wodurch die Detektion der Richtung der Fehlausrichtung möglich wird.

Mit diesem Aufbau ist somit eine Nachführung der Zweiergruppenantenne in der θ -Ebene möglich. Möchte man eine Antenne in zwei Ebenen nachführen, so lässt sich das mit einer Gruppe aus vier Antennen realisieren, die wahlweise gleichphasig oder paarweise in zwei Ebenen gegenphasig betrieben werden. Dabei entstehen eine Summen- und zwei Differenzcharakteristiken, beispielsweise für die Azimut- und die Elevations-Ebene, welche für die Nachführung der Antenne in zwei Achsen verwendet werden können. Abbildung 4.4 zeigt beispielhaft die Konfiguration für solch eine Gruppenantenne aus vier Elementen. Hierbei steht „+“ für die Speisung des Elements ohne Phasenverschiebung und „-“ für eine Speisung mit einem Phasenversatz von 180° relativ zu den mit „+“ markierten Elementen.

Das Monopuls-Verfahren bietet beispielsweise gegenüber dem Conical-Scan mehrere Vorteile. Diese Technik basiert stets auf einer elektronischen Auswertung und Generierung des Nachführvektors, sodass keine mechanisch bewegten Teile an der Antenne

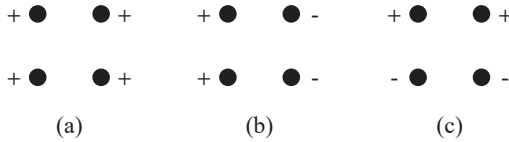


Abbildung 4.4: Konfiguration der Antennenelemente einer Gruppe aus vier Elementen für eine Summencharakteristik (a) und je eine Differenzcharakteristik in der Azimut- (b) und der Elevationsebene (c)

selbst benötigt werden. Insbesondere für den Verschleiß eines nachgeführten Antennensystems kann dies zu einem wichtigen Kriterium für die Auswahl des Nachführverfahrens werden. Ein weiterer Vorteil ist die Auswertung der empfangenen Signale im Hochfrequenzbereich, wodurch eine deutlich schnellere Generierung von Fehlersignalen und somit dem Nachführvektor möglich ist, während die Auswertung beim Conical-Scan im Bereich der Rotationsfrequenz geschieht, welche deutlich niedriger ist als die Signalfrequenz der Übertragung. Der Preis für diese Vorteile liegt beim Monopuls-System in der Komplexität der Antenne und auch in der Auswertung der Signale. Es wird stets eine Antennengruppe benötigt, deren Elemente in unterschiedlichen Phasenbelegungen gespeist werden können und die empfangenen Summen- und Differenzsignale müssen beispielsweise bei einer Auswertung in der Zwischenfrequenzebene parallel mit festem Phasenbezug umgesetzt werden, wodurch ein Mehraufwand bei der Empfangselektronik entsteht.

Die Monopuls-Technik ermöglicht zwar die Nutzung des maximalen Gewinns einer nachführbaren Antenne, jedoch muss berücksichtigt werden, dass die empfangenen Signale für die Generierung des Nachführvektors verwendet werden müssen. Das bedeutet, es muss ein Teil der Leistung des empfangenen Signals für das Nachführsystem aufgewendet werden und steht somit nicht mehr dem ursprünglichen Antennenzweck zur Verfügung. Eine Möglichkeit, dieses Problem zu reduzieren ist, die empfangenen Signale zunächst rauscharm zu verstärken und gegebenenfalls auf eine andere Frequenzlage umzusetzen, um anschließend die Empfangssignale auf den Empfänger- und den Nachführpfad aufzuteilen. Das ermöglicht eine Aufteilung der Signale, ohne das Signal-Rausch-Verhältnis für den Nutzsignalfeld nennenswert zu verschlechtern. Bei einer Umsetzung auf eine andere Frequenzlage ist darauf zu achten, dass die Mischer für den Summen- und die Differenzpfade die gleiche Frequenzbasis besitzen, da die feste Phasenlage zwischen den empfangenen Signalen sonst nicht mehr sichergestellt wäre und somit die Richtung des Nachführvektors freilaufen würde.

4.1.2 Aufbauformen

Die Monopuls-Nachführtechnik kommt bei sehr verschiedenen Varianten von Antennen zur Anwendung. Eine Einsatzmöglichkeit ist die Verwendung einer Gruppe aus vier Hornantennen mit quadratischer Apertur zur Speisung einer Parabolantenne. Hierbei werden die einzelnen Hörner meist über ein Hohlleiternetzwerk gespeist, welches die gleichphasige Speisung für den Summenkanal sowie die entsprechende Phasenbelegung für zwei Differenzkanäle bereitstellt. Der Parabolreflektor führt zu einer starken Bündelung beider Richtcharakteristiken, wodurch hohe Direktivitäten und damit einhergehend hohe Auflösungen für die Fehlaustrichtung möglich werden. Durch die Erzeugung einer hohen Richtwirkung wird auch der Detektionsbereich verkleinert, sodass hiermit nur kleine Abweichungen zwischen Antennen- und Quellrichtung messbar sind. Für Abweichungen, welche über den Detektionsbereich hinausgehen, müssen andere Nachführtechniken angewendet werden. Ein Beispiel für eine solche Antenne, welche kommerziell verfügbar ist, findet sich bei Steatite Q-Par Antennas mit der Reflektorantenne „QSR-370-P-OST“ mit dem Monopuls-Speisesystem „QMF-SL-15.5-17-N“.

Die Monopuls-Technologie ist nicht nur für Hochgewinnantennen verwendbar, sondern kommt auch bei elektrisch kleineren Antennen zum Einsatz. [40] zeigt, wie die Erzeugung einer Summen- und einer Differenzcharakteristik die Nachführung einer Satellitenantenne mit geringer Aufbauhöhe in der Azimut-Ebene ermöglicht. Um das Differenzsignal zu erzeugen werden hier zwei Hälften der Apertur über ein Magic Tee (Hohlleiter-T-Hybrid) gespeist, wodurch die beiden Teilaperturen einmal gleichphasig und einmal gegenphasig gespeist werden. Die beiden Speisepunkte am Magic Tee können dadurch zur Auswertung der Fehlaustrichtung in Azimut-Richtung verwendet werden.

Auf Grund der Tatsache, dass das Monopuls-Verfahren auf Gruppenantennen basiert, sind nicht nur Hohlleiter-Konstruktionen möglich, sondern auch beliebige andere Antennenformen. Ein solches Nachführsystem lässt sich auch mit gedruckten Antennen auf Substratmaterial [41] oder mit Drahtantennen wie etwa Dipolen realisieren [42]. Die geringe Komplexität des Ansatzes aus Sicht der verwendeten Antennen ist ein wichtiger Vorteil dieser Technik, welcher jedoch durch den erhöhten Aufwand bei der Signalauswertung erkauft werden muss.

In der Radartechnik [43] findet das Monopuls-Verfahren ebenfalls Anwendung. Ein Radar sendet Pulse aus und empfängt Signale, welche von einem Hindernis reflektiert wurden. Dabei ist lediglich eine Richtungsauflösung erreichbar, welche im Bereich der Breite der Hauptkeule der verwendeten Antenne liegt, da die reflektierten Signale empfangen werden, sobald sie sich im Bereich der Hauptkeule der Antenne befinden. Wird für die Auswertung der reflektierten Pulse das Monopuls-Verfahren verwendet, so ist eine Schätzung der Richtung innerhalb der Hauptkeule der Antenne möglich. Durch diese Technik lassen sich wesentlich größere Richtungsauflösungen bei gleichbleibender Antennengröße erzielen.

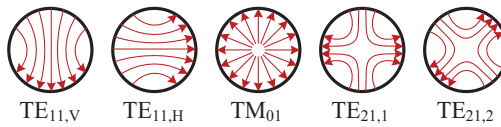


Abbildung 4.5: Abstrahierte E-Feld-Verteilungen für verschiedene Moden im Querschnitt eines Rundhohlleiters

4.2 Multimode-Monopuls-Verfahren

Neben dem Monopuls-Prinzip, welches auf Gruppenantennen basiert, kommt auch ein verwandtes Verfahren zu Anwendung, bei dem höhere Moden in Hohlleitern für die Generierung der Differenzcharakteristik verwendet werden [44, 45]. Abbildung 4.5 zeigt eine Auswahl von Moden, welche im Rundhohlleiter zum Einsatz kommen können. Bei dieser Technik wird der fundamentale Mode, beispielsweise der TE_{11} -Mode im Rundhohlleiter, für die Signalübertragung verwendet, während gleichzeitig mindestens ein höherer Mode ausgewertet und für die Generierung eines Nachführvektors verwendet wird. Bei solchen Systemen besteht der Kern somit in der Anregung mehrerer Moden in einem Hohlleiter, wodurch die Verwendung von Gruppenantennen entfällt und somit ein einzelnes Horn für die Speisung einer Parabolantenne genügt. Die Komplexität in der Antenne wird dadurch in die Struktur zur Anregung der verschiedenen Moden verlagert.

Betrachtet man den TM_{01} - oder auch den TE_{21} -Mode in einem Rundhohlleiter, so fällt auf, dass deren elektrische Feldverteilung eine Punktsymmetrie zum Mittelpunkt des Hohlleiters aufweist. Diese Symmetrie bewirkt eine Kompensation aller Feldkomponenten mit deren relativ zum Mittelpunkt gegenüberliegenden Feldern, wodurch sich in der Richtcharakteristik beispielsweise eines offenen Rundhohlleiters in Richtung der Flächennormalen der Apertur eine Nullstelle ausbildet, während eine Belegung der Apertur durch den fundamentalen Mode hingegen in dieser Richtung ein Maximum der Direktivität erzeugt. Befindet sich eine Signalquelle genau in Hauptstrahlrichtung des Grundmodus, so wird mit dem höheren Mode kein Signal empfangen. Bei einer Fehlausrichtung des offenen Hohlleiters wird dagegen in beiden Pfaden ein Signal empfangen, die Signalstärke im Pfad des höheren Modes ist somit ein Maß für die Fehlausrichtung der Antenne. Für die Detektion der Richtung der Fehlausrichtung kann auch bei dieser Technik die Phasendifferenz der Signale aus beiden Pfaden herangezogen werden, wobei die Polarisation des Signals der Quelle beachtet werden muss. Im Folgenden werden die beiden Verfahren des TM_{01} - und TE_{21} -Monopuls näher vorgestellt.

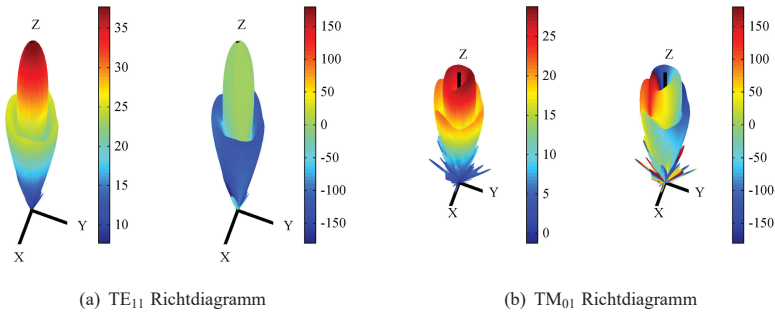


Abbildung 4.6: Richtdiagramme für linkshändig zirkulare Polarisation in Amplitude (jeweils links in dB) und Phase (jeweils rechts in Grad, die Form entspricht dem Betrag und die Farbe dem Winkel der komplexen Richtcharakteristik) einer Parabolantenne, welche über den fundamentalen Mode TE_{11} - (a) und den TM_{01} -Mode (b) gespeist wird

4.2.1 TM_{01} -Monopuls

Das TM_{01} -Monopuls-Verfahren basiert auf der Verwendung des TM_{01} -Modus im Rundhohlleiter zur Generierung von Fehlersignalen für die Fehlausrichtung der Antenne zusätzlich zum fundamentalen Mode TE_{11} , welcher beispielsweise für die Kommunikation verwendet werden kann [46]. Hierbei muss der verwendete Rundhohlleiter so dimensioniert werden, dass die benötigten Moden ausbreitungsfähig sind – weitere höherwertige Moden sollten im angestrebten Frequenzbereich nicht ausbreitungsfähig sein. Dieser Rundhohlleiter kann für die Speisung einer Hornantenne verwendet werden, welche über die verschiedenen Moden unterschiedliche Aperturbelegungen aufweist. Wird das Horn mit dem fundamentalen Mode angeregt, so bildet sich ein Summen-Richtdiagramm, welches dem üblichen Richtdiagramm einer Hornantenne entspricht. Speist man die Antenne mit dem höherwertigen Mode TM_{01} , so bildet sich eine Nullstelle in der Hauptstrahlrichtung des Summen-Richtdiagramms aus. Das durch den TM_{01} -Mode erzeugte Richtdiagramm entspricht somit einer Differenz-Charakteristik. Abbildung 4.6 zeigt beispielhaft die Richtdiagramme, welche eine Parabolantenne besitzt, die mit diesen beiden Moden angeregt werden kann. Die Diagramme bilden jeweils die Amplituden- und die Phasencharakteristik ab und zeigen dabei, wie sich der Fehlervektor ermitteln lässt. Ähnlich wie beim Monopuls-Verfahren ist der Vergleich der Amplitude der empfangenen Signale in den beiden Pfaden ein Maß für die absolute Fehlausrichtung der Nachführantenne. Ist die Antenne optimal ausgerichtet, so wird der TM_{01} -Mode nicht angeregt,

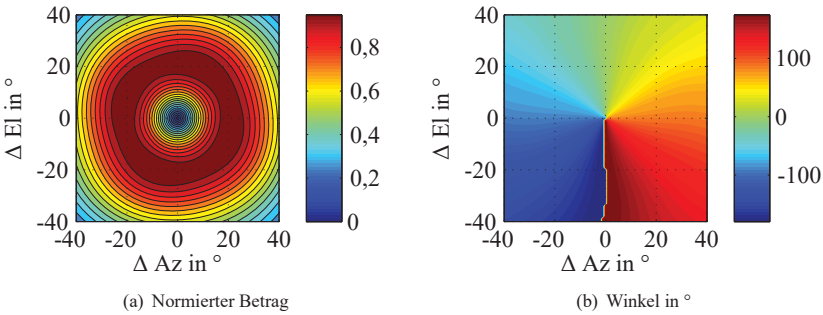


Abbildung 4.7: Normierter Betrag und Winkel des Nachführvektors eines TM_{01} -Nachführsystems über die Abweichungen in Azimut und Elevation relativ zur Hauptstrahlrichtung des offenen Rundhohlleiters bei einer Quelle, welche zirkular polarisierte elektromagnetische Wellen aussendet

sein Richtdiagramm besitzt in diese Richtung eine Nullstelle. Weicht die Antenne zunehmend von der Quellrichtung ab, koppelt ein Teil der empfangenen Signale auch in den TM_{01} -Mode, sodass hierbei eine Aussage über die Stärke Fehlausrichtung getroffen werden kann. Zur Bestimmung der Richtung, in welcher die Antenne fehlausgerichtet ist, wird die Phase der empfangenen Signale benötigt. Während die Empfangsphase in der Hauptkeule der Summen-Charakteristik nahezu konstant ist, variiert die Phase der Differenz-Charakteristik über die konisch ausgeprägte Hauptkeule um 360° . Durch diesen Umstand lässt sich anhand der Phasendifferenz zwischen den Signalen in beiden Empfangspfaden eine Aussage über die Richtung der Fehlausrichtung der Antenne treffen.

Die Generierung des Fehlervektors erfolgt beim Multimode-Monopuls-Verfahren wie auch beim Monopuls-Verfahren über die Multiplikation des Summen- mit dem Differenzsignal. Hierbei gelten prinzipiell die gleichen Zusammenhänge wie in den Gleichungen (4.2) bis (4.5).

Wird der Fehlervektor für verschiedene Fehlausrichtungen auf seinen größten Betrag normiert, lässt sich das Verhalten des Vektors unabhängig von der tatsächlichen Empfangsfeldstärke aus den beiden Richtdiagrammen berechnen. Abbildung 4.7 zeigt den Betrag und Winkel des Fehlervektors über eine Variation in Azimut und Elevation relativ zur Hauptstrahlrichtung des Summendiagramms eines offenen Rundhohlleiters, welcher generiert wird, wenn der Hohlleiter in Richtung einer zirkular polarisierten Quelle zeigt. Die Polarisation der Quelle ist für das TM_{01} -Monopuls-System von entscheidender Bedeutung, da das konische Differenz-Richtdiagramm im Bereich der ringförmigen Hauptkeule linear polarisiert ist. Die Richtung dieser linearen Polarisation zeigt stets auf

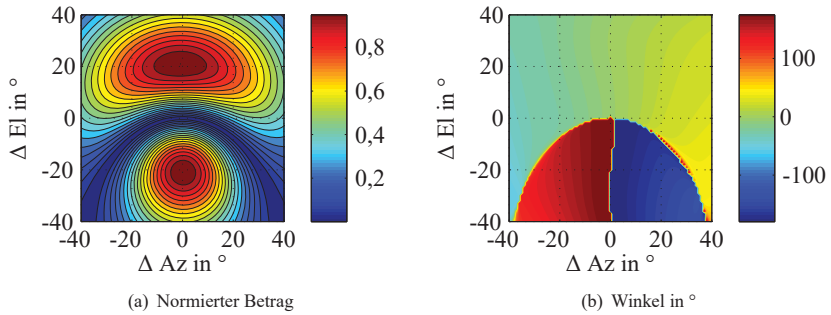


Abbildung 4.8: Normierter Betrag und Winkel des Nachführvektors eines TM_{01} Nachführsystems über die Abweichungen in Azimut und Elevation relativ zur Hauptstrahlrichtung des offenen Rundhohlleiters bei einer Quelle, welche vertikal polarisierte elektromagnetische Wellen aussendet

die Nullstelle in der Mitte des konischen Diagramms, was dazu führt, dass beispielsweise eine horizontal polarisierte Quelle für Werte von $\Delta Az = 0^\circ$ nicht empfangen werden kann und somit auch nicht nachführbar ist. Eine zirkular polarisierte Quelle hingegen kann über den gesamten Bereich der konischen Hauptkeule empfangen werden.

Abbildung 4.7(a) zeigt den Betrag des Nachführvektors bei Nachführung auf eine zirkular polarisierte Quelle. Die Nullstelle in der Mitte des Diagramms zeigt, dass bei optimaler Ausrichtung der Antenne der Betrag des Fehlervektors Null wird und dadurch die korrekte Ausrichtung gemessen werden kann. Zeigt die Antenne beispielsweise 20° neben die Quelle, erreicht der Betrag des Fehlers sein Maximum. Bei größeren Abweichungen wird der Betrag wieder kleiner und der innere Detektionsbereich wird verlassen. Im inneren Detektionsbereich ist somit auch bei diesem Nachführprinzip eine eindeutige Zuordnung zwischen Betrag der Fehlausrichtung und Betrag des Fehlervektors möglich. Um die Richtung der Fehlausrichtung ermitteln zu können, wird der Winkel des Fehlervektors ausgewertet. Abbildung 4.7(b) zeigt den Winkel des Fehlervektors, welcher sich über den Winkel der Fehlausrichtung relativ zum Punkt der optimalen Ausrichtung um 360° dreht. Dadurch wird eine eindeutige Zuordnung der Richtung der Fehlausrichtung zum Winkel des Fehlervektors möglich.

Verwendet man ein TM_{01} -Monopuls-Nachführsystem zur Nachführung in Richtung einer linear polarisierten Quelle, so erhält man einen Nachführvektor wie in Abbildung 4.8. Bei der hier verwendeten linear vertikal polarisierten Quelle wird deutlich, dass sich die Ausrichtung in diesem Fall ausschließlich in der Elevationsebene eindeutig identifizieren lässt. Der Fehlervektor besitzt zwei Maxima, welche sich jeweils bei einer Elevation von $\pm 20^\circ$ für ein Azimut von 0° befinden. Für Abweichungen im Azimut lassen sich

keine eindeutigen Maxima feststellen. Auch der Winkel des Nachführvektors ermöglicht nur eine eindeutige Zuordnung der Fehlausrichtung für Abweichungen in der Elevation, nicht jedoch für die Fehlausrichtung im Azimut.

Diese Überlegungen zeigen, dass die Verwendung des TM_{01} -Monopuls-Nachführverfahrens mit Einschränkungen bezüglich der Polarisation einhergeht. Soll beispielsweise für ein Kommunikationssystem lineare Polarisation verwendet werden, so kann nur die Abweichung in eine Richtung nachgeführt werden. Für vertikale Polarisation lässt sich mit einem TM_{01} -Monopuls nur die Elevation nachführen, für horizontale Polarisation wird die Nachführung nur im Azimut funktionieren. Die Nachführbarkeit in beiden Richtungen kann hier nur durch die Verwendung von zirkularer Polarisation seitens der Quelle und auch der zirkular polarisierten Anregung des TE_{11} -Modes erzielt werden.

Für mobile Antennensysteme, wie beispielsweise für die Satellitenkommunikation, ist es prinzipiell von Vorteil, zirkulare Polarisation zu verwenden, da hierfür keine Nachführung der Polarisation nötig ist. Insofern ist die Einschränkung auf zirkulare Polarisation in entsprechenden Fällen oft kein Problem bei der Realisierung von mobilen nachführbaren Antennensystemen.

Beispielrealisierungen

Ein Beispiel für die Realisierung eines Hohlleiter-Kopplers zur Erzeugung des TE_{11} - und des TM_{01} -Modes ist die *Turnstile Junction* von T. Yodokawa und J. Hamada [47]. Eine Skizze dieses Kopplers ist in Abbildung 4.9 dargestellt. Hierbei handelt es sich um einen Rundhohlleiter, an welchem vier Rechteckhohlleiter seitlich angebracht sind. Einer der beiden Anschlüsse des Rundhohlleiters führt zur Antenne, während das andere Ende in eine Verjüngung übergeht, welche an den Sendepfad des Frontends angeschlossen wird. Die vier Rechteckhohlleiter werden in unterschiedlicher Konfiguration zusammengeführt um einerseits den TE_{11} -Mode in zwei orthogonalen linearen Polarisationen anzuregen und andererseits den TM_{01} -Mode im Empfangsfrequenzband bei 9 GHz zu generieren. Für die Anregung des TE_{11} -Modes in vertikaler Polarisation werden in diesem Fall die Anschlüsse A und B mit gleicher Phase angeregt und die beiden Anschlüsse C und D ebenfalls mit gleicher aber zu den beiden anderen Anschlüssen um 180° versetzter Phase angeregt, kurz A(0°), B(0°), C(- 180°), D(- 180°). Die Amplitude ist für alle vier Anschlüsse identisch. Für die Generierung horizontaler Polarisation wird diese Kombination um 90° gedreht, also A(0°), B(- 180°), C(- 180°), D(0°). Der TM_{01} -Mode wird bei einer Speisung mit gleicher Phase und Amplitude an allen vier Anschlüssen angeregt. Die Verjüngung auf der rechten Seite des Kopplers führt zu einem Rundhohlleiter, dessen Grenzfrequenzen für die Ausbreitung der beiden Moden bei über 9 GHz aber unter 9,54 GHz liegt, sodass hier keine Ausbreitung im Empfangsfrequenzband stattfinden kann. Der TE_{11} -Mode im Sendefrequenzbereich von 9,54 GHz und 9,87 GHz wird über den Anschluss 6 eingespeist und passiert die *Turnstile Junction* störungsfrei, da in den Rechteckhohlleitern Bandpassfilter an geeigneten Positionen verwendet werden.

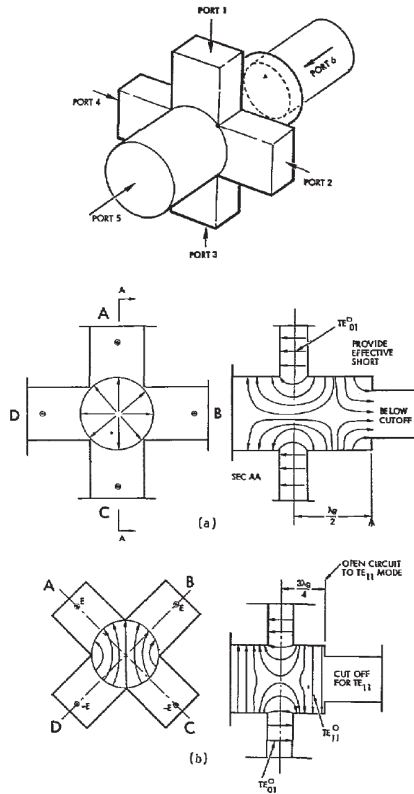


Abbildung 4.9: Koppelstruktur in Form einer *Turnstile Junction* zur Erzeugung des TE₁₁- und TM₀₁-Modes im X-Band bei 9 GHz. Die Mechanismen zur Erzeugung der beiden Moden sind in der rechten Bildhälfte angedeutet: (a) TM₀₁, (b) TE₁₁ [47]

Das Speisetzwerk für eine solche Koppelstruktur besteht aus einer Vielzahl von Filtern, Biegungen, Verzögerungsleitungen und Magic-T-Kopplern wodurch diese Form von Koppler einen großen Bauraum und damit einhergehend ein hohes Gewicht besitzt. Auch die Herstellung ist komplex, da viele Einzelteile hergestellt und manuell zusammengesetzt und verschraubt werden müssen.

Weitere Beispielrealisierungen für nachführbare Antennen, die TM₀₁-Multimode-Monopuls verwenden werden in [48, 49] beschrieben.

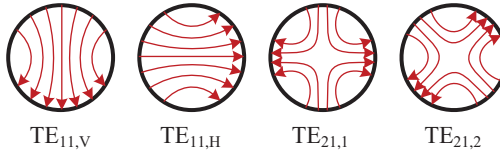


Abbildung 4.10: E-Feld-Verteilungen für den fundamentalen TE_{11} - und den höherwertigen TE_{21} -Mode

4.2.2 TE_{21} -Monopuls

Das Multimode-Monopuls-Verfahren lässt sich nicht nur mit dem TM_{01} -Mode realisieren, es können auch weitere höhere Moden zur Generierung einer Differenz-Charakteristik verwendet werden. Abbildung 4.10 zeigt unter anderem die elektrischen Feldverteilungen für den TE_{21} -Mode, welcher in zwei entkoppelten Varianten im Rundhohlleiter ausbreitungsfähig ist [50]. Diese beiden Ausprägungen des TE_{21} -Modes liegen um 45° um die Längsachse des Rundhohlleiters verdreht zueinander. Wie auch der TM_{01} -Mode besitzt die Feldverteilung des TE_{21} -Modes eine Punktsymmetrie zum Mittelpunkt des Rundhohlleiters. Es kommt somit zu einer Auslöschung der elektrischen Felder, wenn man beispielsweise den offenen Rundhohlleiter längs der Öffnung betrachtet. Die entstehende Nullstelle ist auch hier charakteristisch für die Differenz-Richtcharakteristik und kann somit für die Generierung eines Fehlervektors verwendet werden.

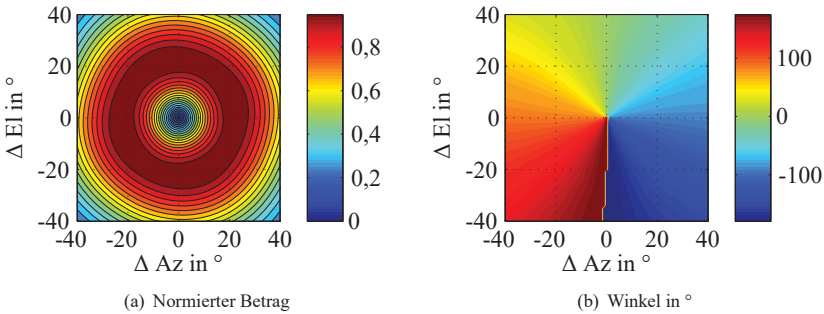


Abbildung 4.11: Normierter Betrag und Winkel des Nachführvektors eines TE_{21} Nachführsystems über die Abweichungen in Azimut und Elevation relativ zur Hauptstrahlrichtung des offenen Rundhohlleiters bei einer Quelle, welche zirkular polarisierte elektromagnetische Wellen aussendet

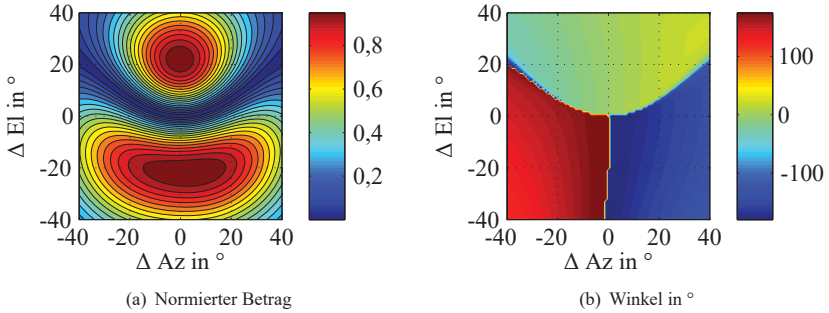


Abbildung 4.12: Normierter Betrag und Winkel des Nachführvektors eines TE_{21} Nachführsystems über die Abweichungen in Azimut und Elevation relativ zur Hauptstrahlrichtung des offenen Rundhohlleiters bei einer Quelle, welche linear horizontal polarisierte elektromagnetische Wellen aussendet

Grundsätzlich lässt sich der TE_{21} -Mode analog dem Verfahren mit dem TM_{01} -Mode einsetzen. Die konische Hauptkeule des Richtdiagramms ist auch in diesem Fall linear polarisiert und die Phase des Empfangssignals bei einer zirkular polarisierten Quelle variiert über den ringförmigen Verlauf der Hauptkeule um 360° . Diese Eigenschaften ermöglichen es, dasselbe Auswerteverfahren anzuwenden, welches auch beim TM_{01} -Monopuls zum Einsatz kommt. Abbildung 4.11 zeigt den Betrag und den Winkel des Fehlervektors, wenn das TE_{21} -Monopuls-Verfahren mit linear polarisiertem Differenz-Diagramm verwendet wird. Die Quelle, auf welche die Antenne zielt, ist in diesem Fall zirkular polarisiert. Das Ergebnis für den Fehlervektor zeigt ein Verhalten, welches dem Fehlervektor eines TM_{01} -Monopuls sehr stark ähnelt.

Aufgrund der linearen Polarisation des konischen Richtdiagramms des TE_{21} -Modes lässt sich mit diesem System wie auch beim TM_{01} -Monopuls nur eine zirkulare Quelle in Azimut und Elevation detektieren. Zeigt das Nachführsystem auf eine linear polarisierte Quelle ergibt sich ein Fehlervektor wie in Abbildung 4.12. In diesem Fall ist erneut nur eine Nachführung in der Elevationsebene möglich. Im Gegensatz zum TM_{01} -Monopuls lässt sich hier die horizontale Polarisation in der Elevationsebene und die vertikale Polarisation in der Azimutebene nachführen. Eine Nachführung in beiden Ebenen ist mit nur einer linearen Polarisation nicht möglich.

Der Unterschied in der Ebene, in der sich eine lineare Polarisation mit einem TM_{01} - bzw. einem TE_{21} -Monopuls nachführen lässt, ermöglicht eine Kombination der beiden Verfahren. Es ist beispielsweise möglich, eine linear vertikal polarisierte Quelle in der

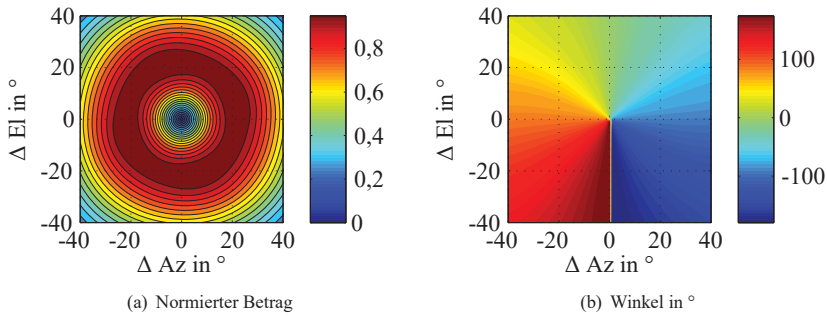


Abbildung 4.13: Normierter Betrag und Winkel des Nachführvektors eines dual gespeisten, zirkular polarisierten TE_{21} Nachführsystems über die Abweichungen in Azimut und Elevation relativ zur Hauptstrahlrichtung des offenen Rundhohlleiters bei einer Quelle, welche zirkular polarisierte elektromagnetische Wellen aussendet

Elevation mittels TM_{01} -Monopuls und im Azimut mit einem TE_{21} -Monopuls nachzuführen [51]. Dadurch wird es möglich, die Richtung einer linear polarisierten Quelle in zwei Ebenen zu detektieren. Die Herausforderung bei solchen Systemen liegt in der Struktur zur Anregung der drei benötigten Moden TE_{11} , TM_{01} und TE_{21} .

Der grundlegende Vorteil, welcher in der Nutzung des TE_{21} -Modes liegt, basiert auf der Tatsache, dass es zwei orthogonale Varianten dieses Modes gibt, welche zueinander um 45° im Rundhohlleiter verschoben liegen. Die elektrischen Feldlinien des $TE_{21,1}$ und $TE_{21,2}$ liegen jeweils senkrecht zueinander, ähnlich wie auch bei den beiden fundamentalen Moden $TE_{11,V}$ und $TE_{11,H}$, wodurch sich auch mit den beiden TE_{21} -Moden durch eine Überlagerung mit gleicher Amplitude und einem Phasenversatz von 90° zirkulare Polarisation erzeugen lässt. Durch eine derartige Speisung ergibt sich somit ein konisches Richtdiagramm mit zirkularer Polarisation, welches als Differenzcharakteristik verwendet werden kann. Wird ein Nachführsystem mit einem zirkular polarisierten Summendiagramm und einem ebenfalls zirkular polarisierten Differenzdiagramm verwendet, ergibt sich der Fehlervektor wie in Abbildung 4.13 für eine Quelle, welche ebenfalls zirkular polarisierte Wellen aussendet. In diesem Fall unterscheidet sich das TE_{21} Nachführsystem nicht wesentlich von einem TM_{01} -Monopuls bis auf den Unterschied, dass hier im Differenz-Pfad für eine zirkular polarisierte Quelle die doppelte Leistung empfangen werden kann, da die Polarisation der Differenzcharakteristik an die Polarisation der Quelle angepasst ist. Das unterstützt unter Umständen die Nachführung eines Antennensystems in Richtung einer Quelle, die nur sehr schwach empfangen wird.

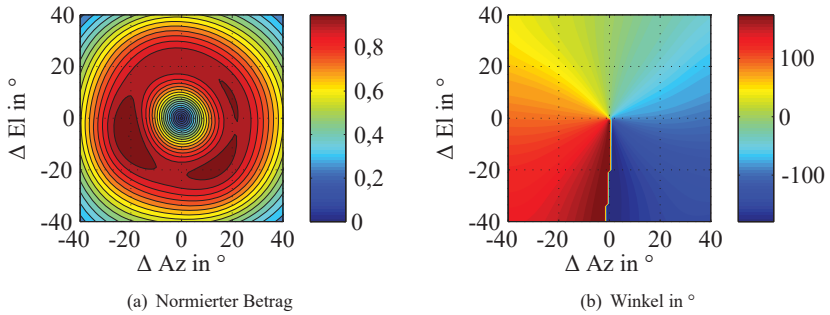


Abbildung 4.14: Normierter Betrag und Winkel des Nachführvektors eines dual gespeisten, zirkular polarisierten TE_{21} Nachführsystems über die Abweichungen in Azimut und Elevation relativ zur Hauptstrahlrichtung des offenen Rundhohlleiters bei einer Quelle, welche linear polarisierte elektromagnetische Wellen aussendet

Der zweite Vorteil eines zirkular polarisierten TE_{21} -Monopuls ist die Tatsache, dass hiermit auch die Richtung einer linear polarisierten Quelle detektiert werden kann. Abbildung 4.14 stellt den Nachführvektor für dieses Szenario dar und zeigt, dass die Richtung linear polarisierter Signale eindeutig detektiert werden kann. Wird dieses Nachführsystem so ausgelegt, dass beide zirkularen Polarisationen empfangen werden können, so wird eine Nachführung beliebig polarisierter Signale möglich, wodurch das TE_{21} -Monopuls-System die größtmögliche Flexibilität der hier vorgestellten Prinzipien aufweist.

Aufbauformen

Für die Realisierung von TE_{21} -Multimode-Monopulse-Kopplern gibt es verschiedene Ansätze in der Literatur. Eine Variante, welche auf die duale Anregung des TE_{21} -Modes setzt wurde von Y.H. Choung et al. vorgestellt [52]. Das hier beschriebene Modul dient als Speisestruktur für Bodenstationsantennen in der Satellitenkommunikation im Ku-Band, welche eine aktive Nachführung benötigen. Bei diesem Koppler werden mehrere Rechteckhohlleiter parallel zu einem Rundhohlleiter geführt und über eine Serie von Löchern miteinander verkoppelt. Die acht Rechteckhohlleiter sind im Abstand von je 45° zueinander um den Rundhohlleiter angeordnet und enden jeweils an einem Ende mit einem Hohlleiterabschluss. Abbildung 4.15 zeigt den Aufbau der Koppelstruktur und das zugehörige Blockschaltbild des Speisernetzwerks. Hierbei wird mit jeweils vier

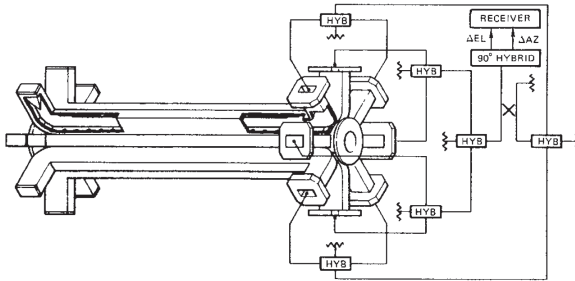


Abbildung 4.15: Dieser Modenkoppler basiert auf acht Rechteckhohlleitern, welche über Löcher mit einem Rundhohlleiter verkoppelt sind und dadurch den TE_{21} -Mode in zwei orthogonalen Ausprägungen anregen können [52].

orthogonal zueinander liegenden Rechteckhohlleitern der TE_{21} -Mode angeregt. Um beide TE_{21} -Moden, welche um 45° versetzt zueinander im Hohlleiter liegen, anregen zu können, sind zweimal vier Rechteckhohlleiter um den Rundhohlleiter angebracht und jeweils um 45° zueinander versetzt. Die acht Rechteckhohlleiteranschlüsse werden in geeigneter Weise über 180° -Hybride miteinander verbunden und bieten die Möglichkeit, in diesem Fall vertikal polarisierte Signale in der Elevation als auch im Azimut nachzuführen zu können. Prinzipiell ist dieser Koppler auch für die Verwendung mit zirkularer Polarisation einsetzbar. Der für die Kommunikation verwendete TE_{11} -Mode wird durch den Rundhohlleiter geleitet und koppelt nur sehr stark unterdrückt in die Rechteckhohlleiter ein (Transmissionskoeffizient < -42 dB).

Durch die Verwendung einer langen Reihe von Löchern zur Kopplung zwischen den beiden Hohlleitertypen erzielt diese Form von Modenkoppler eine vergleichsweise hohe relative Bandbreite von 25 %. Für den Einsatz in einer mobilen Satellitenantenne ist jedoch der große Platzbedarf dieser Struktur unvorteilhaft und eignet sich daher eher für ortsfeste Satellitenstationen beispielsweise zur Nachführung von Satelliten in Orbits außerhalb der geostationären Umlaufbahn. Im Bereich der mobilen Satellitenkommunikation im Ka-Band wird zudem eine deutlich geringere relative Bandbreite benötigt. Der für zivile Anwendungen typisch verwendete Frequenzbereich liegt zwischen 19,7 und 20,2 GHz und belegt damit eine relative Bandbreite von 2,5 %. An dieser Stelle können daher auch Realisierungen mit geringer Bandbreite und dadurch ggf. geringerem Platzbedarf verwendet werden.

Eine hybride Variante der Nachführung mittels Multimode-Monopuls wurde von M.J. Shiau et al. vorgestellt [51]. Der in dieser Veröffentlichung vorgestellte Koppler wurde beim *NASA Advanced Communication Technology Satellite (ACTS)* eingesetzt und diente der Richtungsmessung von Signalen im Uplink-Bereich des Ka-Bands bei

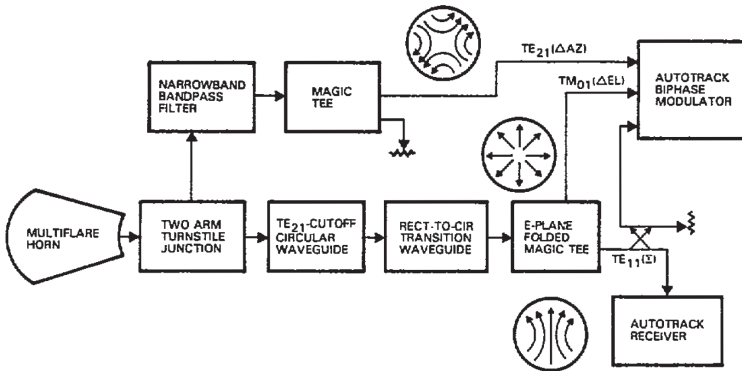


Abbildung 4.16: Blockschaltbild des Modenkopplers nach [51] für die Nachführung vertikal polarisierter Signale mittels TM_{01} -Mode in der Elevation und TE_{21} -Mode im Azimut

29,975 GHz. Bei diesem Koppler wird neben dem TE_{11} -Mode in vertikaler Polarisation der TM_{01} -Mode für die Nachführung in der Elevation und der TE_{21} -Mode für die Nachführung im Azimut angeregt. Es wird hier somit auf die Anregung des zweiten TE_{21} -Modes verzichtet und stattdessen der TM_{01} -Mode verwendet. Das Blockschaltbild zum Nachführsystem, welches M.J. Shiau vorgestellt hat, ist in Abbildung 4.16 zu sehen.

Die Anregung des TE_{11} -Modes und des TM_{01} -Modes erfolgt hier gemeinsam mittels eines gefalteten Magic-T Kopplers und einem anschließenden Übergang zu einem Rundhohlleiter. Der TE_{21} -Mode wird über eine *Turnstile Junction* und einen Bandpassfilter in den Rundhohlleiter eingekoppelt. Die Strukturen für die Anregung der höheren Moden basiert auf resonanten Strukturen und besitzt dadurch eine sehr geringe Bandbreite. Für diese spezielle Anwendung wird keine große Bandbreite benötigt, da nur bei einer einzelnen Frequenz eine Nachführung angestrebt wird.

Ein ähnliches Konzept der Nachführung verfolgt die Speisekette für eine *Multi-Beam*-Antenne zum Einsatz auf einem Satelliten, welche von E. Reiche et al. vorgestellt wurde [53, 54]. In diesem Fall ermöglicht der Modenkoppler Kommunikation mit jeweils beiden zirkularen Polarisierungen im Ka-Band Up- sowie Down-Link-Bereich. Für die Nachführung wird auch hier eine Kombination aus TM_{01} - und TE_{21} -Mode verwendet, um nicht nur zirkular polarisierte Signale, sondern auch beliebig linear polarisierte Baskensignale nachführen zu können. Trotz der stark erweiterten Funktionalität gegenüber dem Modenkoppler von Shiau [51] fällt diese Speisekette sehr kompakt aus.

Das Multimode-Monopuls-Verfahren ist nicht auf die Verwendung von höheren Hohlleiter-Moden im Rundhohlleiter beschränkt. Es können auch Moden höherer Ordnung in anderen Hohlleitergeometrien genutzt werden, wie in [55, 56] am Beispiel von Realisierungen mit Hohlleitern mit quadratischem Profil gezeigt wird. Weitere Antennen, die das Multimode-Monopuls-Verfahren anwenden, werden in [57–62] beschrieben.

5 Mobile Satellitenantenne mit TM_{01} -Monopuls-Nachführung

Im Rahmen der Förderprojekte MOSAKA und KASYMOSA wurden verschiedene Antennen aufgebaut und untersucht, welche für die mobile Satellitenkommunikation genutzt werden können. Ziel dieser Projekte war die Entwicklung von Systemgrundlagen für die mobile Satellitenkommunikation im Ka-Band auf verschiedenen Ebenen der Kommunikationstechnik. Die zentralen Fragestellungen lagen in den Bereichen der Übertragungs- und Satellitenzugriffsverfahren für eine erhöhte Robustheit im mobilen Kanal, der Optimierung des Systemdurchsatzes auch in hybriden Netzwerken sowie dem Entwurf und der Nachführung von kompakten Antennen mit hohem Gewinn (*High-Gain*-Antenne „HG“) einerseits und Antennen mit geringer Aufbauhöhe (*Low-Profile*-Antenne „LP“) andererseits. Darüber hinaus waren Untersuchungen zu einem angepassten Ressourcen-Management ein zentraler Forschungsaspekt beider Projekte. Insbesondere die Verwendung von Terminals mit Antennen, welche stark unterschiedliche Gewinne aufweisen, stellten in diesen Projekten eine große Herausforderung dar, da hierbei mehrere verschiedene Link-Budgets innerhalb eines Satellitenkommunikationsnetzwerks berücksichtigt werden müssen.

In diesem und im folgenden Kapitel soll auf die Untersuchung und die Entwicklung von mobilen Hochgewinnantennen für die Satellitenkommunikation eingegangen werden, welche eine automatische Nachführung der Antennenausrichtung zum Satelliten im mobilen Umfeld ermöglichen. Die Antennen sind jeweils Teil einer Außeneinheit ODU („outdoor unit“), welche zusammen mit der Inneneinheit IDU („indoor unit“) ein mobiles Satellitenterminal bildet. Hierbei kommen Technologien zum Einsatz, welche bereits im Kapitel 4 vorgestellt wurden. Im Laufe des Projekts wurden zwei verschiedene Varianten einer solchen nachführbaren Antenne aufgebaut und getestet, von denen eine das *Conical-Scan*-Nachführverfahren verwendet und eine zweite Antenne mittels TM_{01} -Multimode-Monopuls nachgeführt werden kann.

Alle hier präsentierten Antennen basieren auf Parabolantennen, welche die Generierung eines entsprechend hohen Gewinns ermöglichen. Im Rahmen der genannten Förderprojekte wurden für den Empfangsfall etwa 38 dBi und für den Sendefall circa 40 dBi gefordert, was im Bereich des Ka-Bands um 20 GHz und 30 GHz mit einem Reflektordurchmesser von etwa 60 cm erreichbar ist. Gegenüber vielen anderen Antennenformen besitzen Parabolantennen den Vorteil, dass sie durch eine relativ geringe Komplexität des Aufbaus sehr geringe Verluste haben können. Die geringe Komplexität zeigt sich darin, dass nur ein einzelnes Antennenelement im Fokus der Parabolantenne benötigt



Abbildung 5.1: HG-ODU mit Multimode-Monopuls-Nachführung

wird, um die gesamte Fläche der Antenne zu beleuchten. Dadurch liegt auf eben diesem Element eine besondere Gewichtung bei der Optimierung und dem Erzeugen eines bestimmten Funktionsumfanges der Antenne, wie beispielsweise der Generierung von Nachführinformationen.

Die ODU des Satelliten-Terminals basiert auf einer speziell für die Anforderungen von MOSAKA entwickelten Plattform. Abbildung 5.1 zeigt ein Foto der Außeneinheit mit angedeutetem Radom. Der Positionierer wurde durch die Firma iMAR GmbH nach den Anforderungen aus dem Projekt MOSAKA entworfen und gefertigt. Um die bewegte Masse möglichst gering zu halten, kommt eine Parabolantenne aus metallisiertem kohlenstofffaserverstärkten Kunststoff zum Einsatz, welche für den Betrieb bei Frequenzen von bis zu 30 GHz ausgelegt ist.

5.1 Struktur der Außeneinheit

Der Aufbau des Terminals ist in Abbildung 5.2 als Blockschaltbild dargestellt. Ein Phasendiskriminator erzeugt die Fehlersignale, welche für den Regelkreis zur Positioniersteuerung verwendet werden und die IDU wird über Schnittstellen in der ZF-Ebene mit dem Empfangs- sowie dem Sendepfad der ODU verbunden. Der wesentliche Unterschied zu Antennen ohne Multimode-Monopuls-Nachführung liegt hier in der Erzeugung der Fehlersignale, für die ein zweiter rauscharmer Signalumsetzer (LNB, „*low noise block*“) verwendet werden muss, um die Empfangssignale, welche in den TM_{01} -Mode koppeln, parallel zu den Empfangssignalen im fundamentalen Mode umzusetzen und an den Phasendiskriminator weiterzugeben.

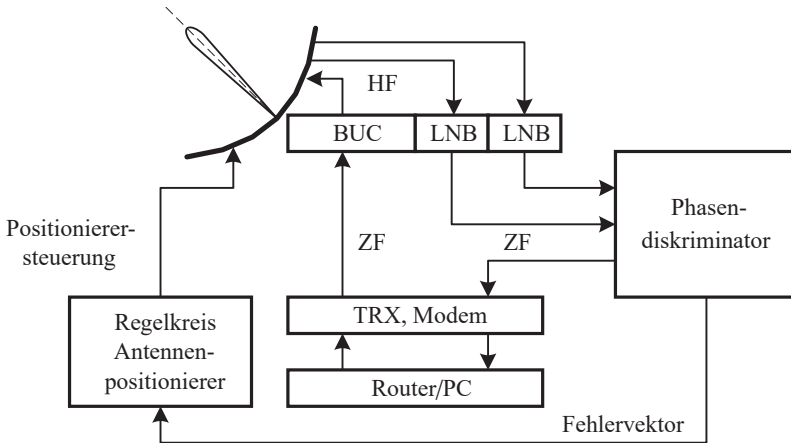


Abbildung 5.2: Aufbau des gesamten Terminals mit Multimode-Monopuls-Nachführtechnik

Als mechanische Plattform kommt für diese Variante ein Zweiachs-Positionierer zum Einsatz, welcher gemäß den Projektanforderungen dimensioniert und gefertigt wurde. Tabelle 5.1 zeigt die wichtigsten technischen Daten des Positionierers, welcher durch den Hersteller inzwischen unter der Produktbezeichnung „iPSC-ANTRAD-201“ kommerziell angeboten wird. Die Abmessungen und das Gewicht sind so gewählt, dass das Terminal per Luftfracht als Sperrgepäck bei Linienflügen transportiert werden kann, da dies die übliche Anreisemethode beispielsweise für Einsatzkräfte des Technischen Hilfswerks ist, wenn schnelle Hilfe in Krisengebieten gefordert ist. Die dynamischen Werte des Positionierers wurden entsprechend den Anforderungen zur Nachführung der Antenne im landmobilen Einsatzfall spezifiziert. Messungen des Herstellers haben gezeigt, dass Beschleunigungen und Geschwindigkeiten deutlich über den spezifizierten Werten erreicht werden können, sodass der Positionierer sehr flexibel zu Forschungszwecken eingesetzt werden kann. Im Blick auf ein mögliches kommerzielles Produkt würde man einen Positionierer entwerfen, welcher kostenoptimiert die minimalen Anforderungen erfüllt.

Für die Übertragung der HF-Signale in der ZF-Ebene wurde eine Drehkupplung auf Basis von Schleifringen mit sechs HF-Kanälen eingebaut. Die hohe Anzahl von Pfaden bietet einen hohen Freiheitsgrad für die Verwendung mehrerer Umsetzer beispielsweise für verschiedene Polarisationen. Für die hier vorgestellte Satellitenantenne werden mindestens zwei Kanäle benötigt, vorausgesetzt, der Phasendiskriminator zur Generierung der Fehlersignale befindet sich auf dem beweglichen Teil der Außeneinheit. In diesem Fall müssen nur das Sende- und ein Empfangssignal zwischen der ODU und

Tabelle 5.1: Technische Daten des Positionierers für die HG-ODU mit Multimode-Monopuls-Nachführung.

Abmessungen (inkl. Radom)	770 mm x 900 mm (d x H)
Drehbereich Azimut	uneingeschränkt
Drehbereich Elevation	-15° - 105°
Gewicht Positionierer	35,7 kg
Gewicht Radom	12,3 kg
Winkelgeschwindigkeit mit Last, Azimut	>300 °/s
Winkelbeschleunigung mit Last, Azimut	>300 °/s ²
Winkelgeschwindigkeit mit Last, Elevation	>300 °/s
Winkelbeschleunigung mit Last, Elevation	>300 °/s ²
Antriebssystem / Motorenart	Direktantrieb mit Torque-Motor
Sensorsystem / Magnetischer Encoder	Auflösung: 0,6328 °
Positionierwiederholgenauigkeit	<5 °
Drehkupplung DC	Schleifring (6 x 10 A und 24 x 2 A)
Drehkupplung HF	VR Elektronika „6 x HF RJ“
Schnittstellen	CAN oder Ethernet

der IDU übertragen werden. Bei einer digitalen Auswertung der Fehlersignale beispielsweise müsste auch das zweite Empfangssignal zur IDU übertragen werden, sodass drei ZF-Signale durch die Drehkupplung geführt werden müssten.

Zum Schutz vor Umwelteinflüssen wurde für die ODU der HG-Antenne ein Radom angefertigt. Dieses Radom besteht aus einem Mehrlagen-Werkstoff aus zwei Lagen glasfaserverstärktem Kunststoff und einer Wabenstruktur zur mechanischen Verstärkung zwischen diesen beiden Schichten und wurde vom Hersteller für die Verwendung bei Ka-Band-Frequenzen ausgelegt. Eine genaue Dokumentation der Materialeigenschaften liegt nicht vor, weshalb eine messtechnische Überprüfung der Transmissionseigenschaften durchgeführt wurde. Die Messung der Einfügedämpfung dieses Materials bei Verwendung als Radom ergibt, dass die Verluste im Empfangsfrequenzband um 20 GHz kleiner als 0,5 dB und im Sendefrequenzbereich um 30 GHz kleiner als 1,0 dB sind. Abbildung 5.3 zeigt den Frequenzgang des Transmissionskoeffizienten des Radoms. Diese Messung wurde im Antennenmesslabor der TU Ilmenau durchgeführt. Hierbei wurden Vergleichsmessungen für Antennen im Empfangs- und Sendefrequenzbereich je einmal mit und einmal ohne Radom in der Transmissionsstrecke durchgeführt und ausgewertet. Das Diagramm ist aus zwei Messungen zusammengesetzt, da unterschiedliche Antennen für den großen Frequenzbereich verwendet werden mussten.

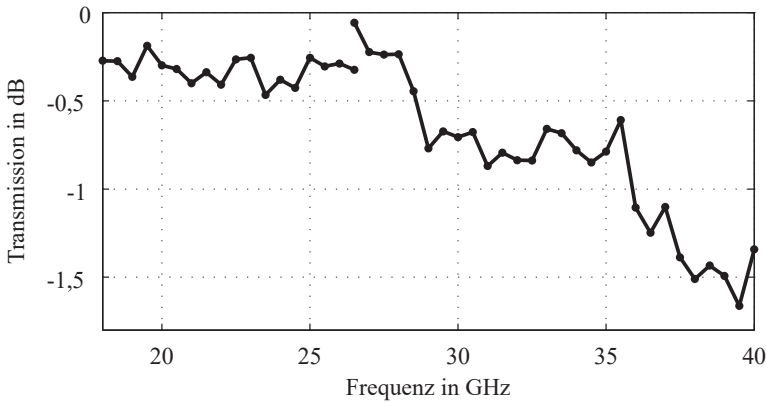


Abbildung 5.3: Transmissionskoeffizient des Radom-Materials bei senkrechtem Durchstrahlen des Materials in den beiden Frequenzbereichen 18 bis 26,5 GHz und 26,5 bis 40 GHz

5.2 Cassegrain-Parabolantenne

Bei diesem Demonstrator wird eine Parabolantenne vom Cassegrain-Typ verwendet, welche einen hyperbolisch geformten Subreflektor verwendet. Abbildung 3.5 zeigt diese Antenne im Antennenmesslabor der Technischen Universität Ilmenau. Eine genauere Beschreibung dieses Antennentyps findet sich in Kapitel 3.1.2. Die Antenne mit einem Durchmesser von 60 cm wurde von der Firma QuinStar Technologies, Inc gefertigt und besteht aus metallisiertem kohlenstofffaserverstärkten Kunststoff, wodurch die Antenne trotz hoher Steifigkeit ein geringes Gewicht aufweist. Der Subreflektor wird durch vier Streben am Rand der Parabolantenne gehalten. Diese Streben besitzen ein sehr flaches Profil, welches längs der Hauptstrahlrichtung ausgerichtet ist, sodass hierdurch nur eine sehr geringe Abschattung durch die Halterungskonstruktion verursacht wird. Durch die hyperbolische Form des Subreflektors kann dessen Beitrag zur Abschattung gering gehalten werden, da diese Subreflektor-Typen einen kleineren Durchmesser benötigen, als beispielsweise ein vergleichbarer Subreflektor mit flachem Profil.

Im Auslieferungszustand ist die Antenne für die Verwendung im Frequenzbereich von 26,5-30 GHz ausgelegt und besitzt ein Rillenhorn als Speisestruktur. Das Messergebnis aus Abbildung 5.4 ergibt einen realisierten Gewinn von 41,2 dBi (Vergleichsmessung mit kalibrierter Antenne) bei einer Frequenz von 30 GHz bei einem Nebenkeulenabstand von 19 dB. Die gemessene Direktivität der Antenne von 44,4 dBi lässt auf eine Aperturereffizienz von 77,4 % schließen.

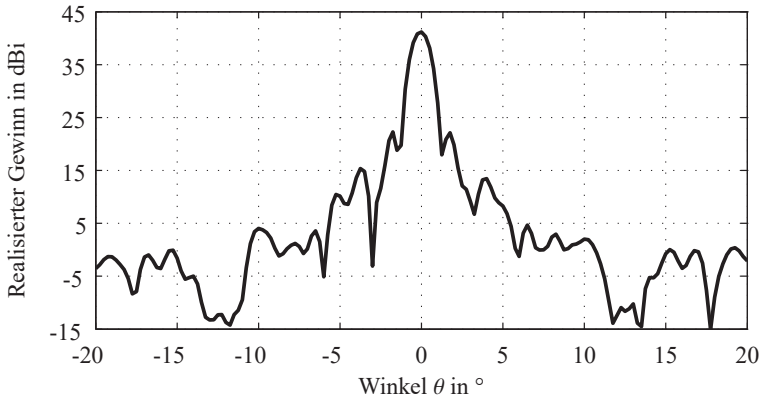


Abbildung 5.4: Realisierter Gewinn der QuinStar Parabolantenne im Auslieferungszustand bei 30 GHz als Schnitt durch die Richtcharakteristik

Um die Antenne auch im Empfangsfrequenzbereich verwenden zu können, musste ein passendes Speisehorn entworfen werden. Dieses zirkulare Horn kann über einen Rundhohlleiter mit einem Durchmesser von 12,5 mm mit den fundamentalen Moden bei 20 GHz als auch 30 GHz gespeist werden. Zusätzlich ermöglicht es auch den Empfang von Signalen im TM_{01} -Mode bei 20 GHz, mit dessen Hilfe die Nachführung dieser Antenne realisiert wird. Abbildung 5.5 stellt das Horn als Schnitt eines CAD-Modells dar und lässt die verschiedenen Abschnitte der Antenne erkennen. Am Fuß des Horns ist ein Gewinde eingeschnitten, welches eine Schraubverbindung zwischen dem Horn und dem Rundhohlleiter ermöglicht. Dadurch lässt sich eine zentrierte Verbindung zu anderen Teilen der Speisestruktur sicherstellen. Im mittleren Bereich des Horns befindet sich eine konische Aufweitung, welche zur Apertur des Horns hin in einen Rundhohlleiter mit einem Durchmesser von 32 mm übergeht. Das Horn wirkt somit wie ein offener Rundhohlleiter mit der gleichen Aperturfläche. Gegenüber einem Rillenhorn besteht hierbei der Nachteil einer geringeren Nebenkeulenunterdrückung, sie bietet jedoch den Vorteil eines sehr geringen Abstands der Phasenzentren bei 20 GHz und 30 GHz bei gleichzeitig sehr einfacher Fertigungstechnik, wodurch eine gemeinsame Fokussierung der Antenne für beide Frequenzbereiche ermöglicht wird. Simulationen als auch die Messung der Richtcharakteristik des Horns ergeben einen Abstand der Phasenzentren in den beiden Frequenzbereichen von weniger als 1 mm wobei in beiden Fällen das Phasenzentrum in der Nähe des Mittelpunktes der Aperturfläche liegt.

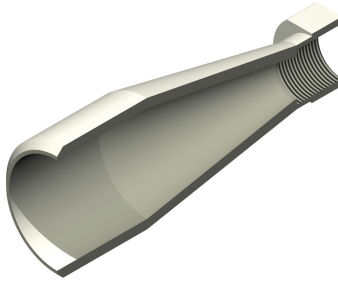


Abbildung 5.5: Schnittdarstellung des CAD-Modells des Speisehorns, welches für die QuinStar Parabolantenne verwendet wird

5.3 Modenkoppler für TM_{01} -Monopuls-Nachführung im reinen Empfangsbetrieb

Ein zentrales Element einer Multimode-Monopuls-Antenne ist die Speisestruktur, welche die verschiedenen benötigten Moden erzeugen kann. An dieser Stelle wird zunächst ein im Rahmen dieser Arbeit entworfener und gefertigter Koppler vorgestellt, welcher ausschließlich im Empfangsfrequenzband funktioniert. Der Koppler ermöglicht die Speisung von beiden zirkularen Polarisationen im fundamentalen TE_{11} -Mode sowie die Auskopplung des TM_{01} -Modes, welcher für die Generierung von Nachführinformationen benötigt wird. Im Folgenden werden der Aufbau und die Funktionsweise des Kopplers näher beschrieben.

5.3.1 Aufbau der Koppelstruktur

Das Ziel dieses Designs ist es, in einen gemeinsamen Rundhohlleiter im Empfangsfrequenzbereich den fundamentalen Mode TE_{11} in zirkularer Polarisierung sowie den TM_{01} -Mode anzuregen. Die Dimensionierung des Rundhohlleiters spielt hierbei eine wichtige Rolle. Der Wellenleiter muss die beiden benötigten Moden führen können und höhere Moden unterdrücken, um deren ungewollte Anregung zu vermeiden. Die Anregung ungewollter Moden kann zu Störungen des Richtdiagramms der Antenne führen und somit unter Umständen auch den nutzbaren Gewinn der Antenne verringern, da Signalanteile in die nicht nutzbaren höheren Moden einkoppeln. Die Dimensionierung der Größe des Rundhohlleiters basiert bei diesem Speisesystem auf der Notwendigkeit der Ausbreitungsfähigkeit des TM_{01} -Modes und der Unterdrückung höherer Moden. Die untere Grenzfrequenz für die Ausbreitung des TM_{01} -Modes muss somit unterhalb des Empfangsfrequenzbands liegen, während die Grenzfrequenz des nächsthöheren Modes, in

diesem Fall des TE_{21} -Modes, oberhalb von 20 GHz liegen muss. Die Grenzfrequenzen $f_{c_{nm}}$ für ausbreitungsfähige Moden TE_{nm} und TM_{nm} in einem Rundhohlleiter mit dem Radius a lassen sich nach [8, S. 124] wie folgt berechnen:

$$f_{c_{nm}} = \frac{p'_{nm}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (5.1)$$

Der Parameter p'_{nm} entspricht dabei der m -ten Nullstelle der Besselfunktion J'_n . Tabelle 5.2 gibt dazu einige Werte an, aus denen sich die Grenzfrequenzen der verschiedenen Moden berechnen lassen.

Tabelle 5.2: Werte für p'_{nm} für TE- und TM-Moden verschiedener Ordnung.

	n	p'_{n1}	p'_{n2}	p'_{n3}
TE-Moden	0	3,832	7,016	10,174
	1	1,841	5,331	8,536
	2	3,054	6,706	9,970
TM-Moden	0	2,405	5,520	8,654
	1	3,832	7,016	10,174
	2	5,135	8,417	11,620

Der hier verwendete Rundhohlleiter besitzt einen Radius von 6,25 mm, wodurch die Grenzfrequenz des fundamentalen Modes TE_{11} bei 14,1 GHz liegt. Die Grenzfrequenz des TM_{01} -Modes liegt bei 18,4 GHz, während der TE_{21} -Mode erst ab einer Frequenz von 23,3 GHz ausbreitungsfähig ist. Somit sind im gewünschten Frequenzbereich von 19,7-20,2 GHz ausschließlich der TE_{11} - und der TM_{01} -Mode ausbreitungsfähig.

Die Anregung des TE_{11} -Modes erfolgt bei diesem Koppler durch senkrecht zum Rundhohlleiter angebrachte Rechteckhohlleiter vom Typ WR42 in zwei senkrecht zueinander liegenden Ebenen. Diese Form der Montage ermöglicht eine getrennte Anregung von vertikaler und horizontaler Polarisation im Rundhohlleiter. Die Speisung jeder einzelnen Polarisation erfolgt über je zwei symmetrisch gegenüberliegende Rechteckhohlleiteranschlüsse, wie es in Abbildung 5.6 zu sehen ist. Beim Übergang vom Rundhohlleiter zu den beiden Rechteckhohlleitern erfolgt eine gleichphasige Teilung der Signale auf die beiden Rechteckhohlleiter, welche in diesem System anschließend über einen T-Koppler zusammengeführt wird. Zur Generierung von zirkularer Polarisation können diese beiden Hohlleiter über einen 90° -Hybrid gespeist werden, wodurch die Verwendung sowohl von rechtshändig als auch linkshändig zirkularer Polarisation möglich wird.

Die Anregung des TM_{01} -Modes erfolgt durch einen coaxial angeordneten Stift am hinteren Ende des Kopplers wie in Abbildung 5.7 dargestellt. Der Drahtstift mit einem Durchmesser von 1 mm ist 7 mm lang und zeigt längs der Hauptachse des Hohlleiters.

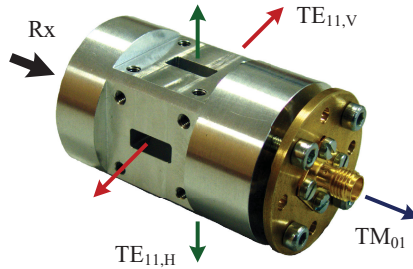


Abbildung 5.6: Foto des Kopplers für den TE_{11} -Mode in zwei Polarisationen und den TM_{01} -Mode

Diese rotationssymmetrische Anordnung ermöglicht eine Übertragung vom TM_{01} -Mode auf eine koaxiale Verbindung am Koppler. Dieser Übergang ist in ein zylindrisches Bauteil eingebracht, welches in das hintere Ende des Kopplers mittels Feingewinde eingeschraubt werden kann. Dadurch ist eine mechanische Feinabstimmung der Position der TM_{01} Speisung und auch des Kurzschlusses am Ende des Rundhohlleiters möglich. Der erweiterte Durchmesser des Rundhohlleiters im Bereich der TM_{01} Speisung dient der besseren Anpassung dieses Speisepunktes und wurde mittels Simulationen ermittelt. Der Durchmesser dieser Sektion beträgt 16,5 mm bei einer Länge von 10 mm. Der konische Übergang zwischen den zwei Hohlleiterabschnitten ist 5 mm lang.

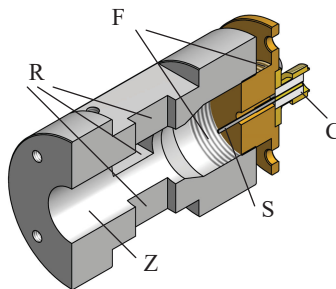


Abbildung 5.7: Aufgeschnittenes CAD-Modell des Kopplers für den TE_{11} -Mode in zwei Polarisationen und den TM_{01} -Mode bestehend aus einem 12,5 mm Rundhohlleiter (Z), vier WR42 Rechteckhohlleiteranschlüssen (R), einem Stift (S) zur Anregung des TM_{01} -Modes mit SMA-Konnektor (C) und einem Feingewinde (F) zur verstellbaren Montage des Kurzschlusses im Rundhohlleiter am hinteren Ende des Kopplers

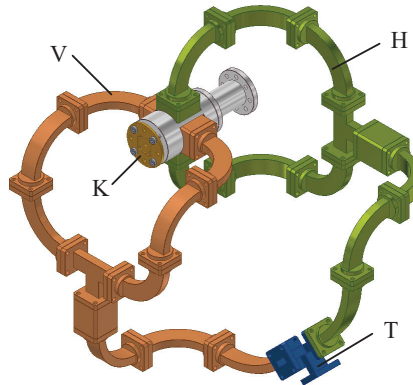


Abbildung 5.8: CAD-Modell des Kopplers (K) mit dem zugehörigen Hohlleiter-Speisenetzwerk bestehend aus den beiden Pfaden zur Speisung von horizontaler (H) und vertikaler (V) Polarisation sowie einem „Magic-Tee“ (T) zum Zusammenführen der beiden Pfade

Zur Anregung der zirkularen Polarisation mit Hilfe dieses Kopplers wird ein Speisenetzwerk benötigt, welches die Anregung des vertikalen als auch des horizontalen TE_{11} -Mode realisiert und welches diese beiden Pfade mit einem Phasenversatz von $\pm 90^\circ$ speist, um beide zirkuläre Polarisationen anregen zu können. Eine erste Variante dieses Netzwerks wurde aus Standard-Hohlleiterkomponenten hergestellt. Hierfür werden verschiedene Biegungen, T-Stücke und Verzögerungsleitungen verwendet. Abbildung 5.8 zeigt ein Modell des Kopplers mit dem zugehörigen Netzwerk. Die beiden Pfade mit den Kennzeichnungen H und V dienen der Kombination der Signale, welche an den jeweils gegenüberliegenden Ports des Kopplers durch den TE_{11} -Mode angeregt werden. Für das Zusammenführen wird an dieser Stelle jeweils ein H-Tee verwendet, welches das Summieren gleichphasiger Signale ermöglicht. Die auf diese Weise zusammengeführten Signale entsprechen den beiden linear polarisierten Komponenten im Rundhohlleiter des Kopplers. Um zirkuläre Polarisation zu erzeugen, werden diese Komponenten mittels eines Magic-Tee zusammengeführt. Dieses Hohlleiter-4-Tor ermöglicht das Zusammenführen von Signalen und deren Aufteilung in den gleichphasigen und den gegenphasigen Anteil. Um den benötigten Phasenversatz von $+90^\circ$ und -90° zu erzeugen, sind die Längen der Hohlleiter, welche das Magic-Tee mit den beiden H-Tees verbinden, so dimensioniert, dass sie sich bei 20 GHz um 90° unterscheiden. Dadurch wird eine Speisung beider zirkulärer Polarisationen über die beiden Anschlüsse am Magic-Tee möglich. Alternativ kann an dieser Stelle auch ein 90° -Hybrid verwendet werden.

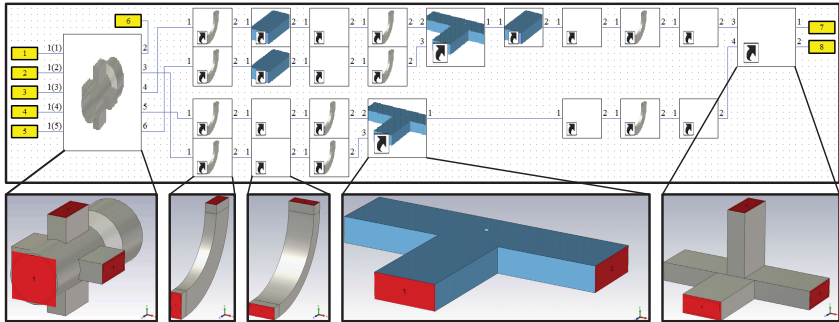


Abbildung 5.9: Simulationsmodell des Modenkopplers in CST Design Studio™ (oben) mit den Einzelkomponenten (unten), welche in CST Microwave Studio™ simuliert wurden

5.3.2 Simulation des Kopplers

Die Simulation des Kopplers wurde mittels dem Softwarepaket CST Microwave Studio™ und dessen FEM-Löser sowie mit dem Paket CST Design Studio™ durchgeführt. Aufgrund der Komplexität der Speisestruktur bietet sich an dieser Stelle ein hybrider Simulationsansatz an, bei dem die Teilkomponenten, wie beispielsweise der Koppler oder die T-Elemente einzeln mittels CST Microwave Studio™ simuliert werden und anschließend als Netzwerk in CST Design Studio™ miteinander verknüpft werden. Abbildung 5.9 zeigt den Aufbau des Netzwerk-basierten Modells mit dessen Einzelkomponenten. Dieser Ansatz reduziert die Simulationszeit teils erheblich, da Komponenten wie Hohlleiterbiegungen nur einmal simuliert werden müssen, aber im realisierten Netzwerk mehrfach verwendet werden. Insbesondere bei der Verwendung von Hohlleitern bietet diese Methode eine hohe Zuverlässigkeit, da es keine Kopplung über den Freiraum, wie beispielsweise bei Streifenleitungen, gibt. Der Hohlleiter ist in sich geschlossen und die Übergänge von einer Komponente zu einer weiteren werden vollständig durch die Wellenleiter-Ports charakterisiert.

Die Simulation der Strukturen wurde hier ohne die Berücksichtigung von Verlusten durchgeführt, da für die gefertigten Strukturen sehr geringe elektrische Verluste zu erwarten sind. Alle Komponenten werden aus Aluminium oder Kupfer gefertigt, beide Materialien besitzen sehr hohe Leitfähigkeiten. Die im Testaufbau zu erwartenden geringen Verluste resultieren zum großen Teil aus den geschraubten Übergängen zwischen den einzelnen Komponenten, deren Eigenschaften simulativ nur schwer nachvollziehbar sind. Für die Untersuchung der Funktionsweise von Hohlleiterstrukturen hat die Vernachlässigung von Verlusten in der Simulation keinen Einfluss auf die Frequenzcharakteristiken, weshalb an dieser Stelle mit idealen Materialien gerechnet wurde.

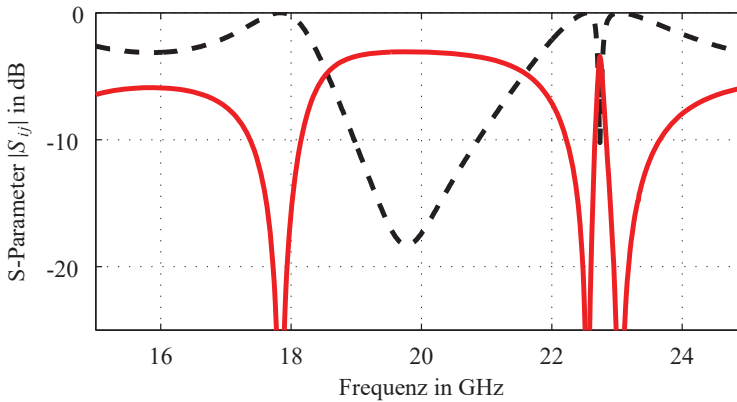


Abbildung 5.10: Anpassung des TE_{11} -Modes am Rundhohlleiter-Port (schwarz gestrichelt) und zugehörige Transmission zu einem einzelnen Rechteckhohlleiteranschluss in der H-Ebene der verwendeten Polarisation (rot durchgezogen) für den Koppler ohne Speisernetzwerk

Der erste Schritt bei der Simulation des Kopplers ist die Untersuchung der S-Parameter der Koppelstruktur ohne das komplexe Speisernetzwerk. Die daraus ermittelten relevanten Streuparameter sind in den Abbildungen 5.10 und 5.11 zu sehen. Abbildung 5.10 zeigt die S-Parameter für die Anregung des TE_{11} -Modes im Rundhohlleiter. Dabei wird die Anpassung des TE_{11} -Modes am Rundhohlleiter-Port sowie die Transmission zwischen dem Rundhohlleiter-Port und einem Rechteckhohlleiter-Port in der H-Ebene des linear polarisierten TE_{11} -Modes gezeigt. Die Transmission im Bereich von 20 GHz liegt bei -3 dB, was der Hälfte der übertragenen Leistung entspricht. Die zweite Hälfte der in den Rundhohlleiter eingebrachten Leistung wird mit gleicher Phasenlage zum gegenüberliegenden Rechteckhohlleiter-Port übertragen.

Abbildung 5.11 zeigt die Anpassung des TM_{01} -Modes am Rundhohlleiter-Port sowie die zugehörige Transmission zum Koax-Anschluss des Modenkopplers. Die 10 dB Anpassungsbandbreite beträgt 0,5 GHz im Bereich von 19,7 GHz bis 20,2 GHz, was dem angestrebten Empfangsfrequenzbereich entspricht. Da dieser Signalpfad in einer Nachführantenne ausschließlich für die Fehlersignalgenerierung verwendet wird, ist die Bandbreite nicht von entscheidender Bedeutung. Insbesondere wenn ein Bakensignal bei einer einzelnen Frequenz zur Fehlersignalgenerierung verwendet wird, wird nur für diese

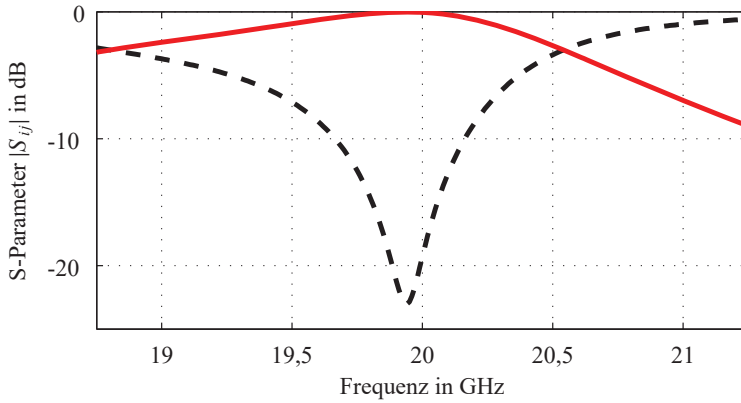


Abbildung 5.11: Anpassung des TM_{01} -Modes am Rundhohlleiter-Port (schwarz gestrichelt) und Transmission zum zugehörigen Koax-Anschluss (rot durchgezogen) des Kopplers

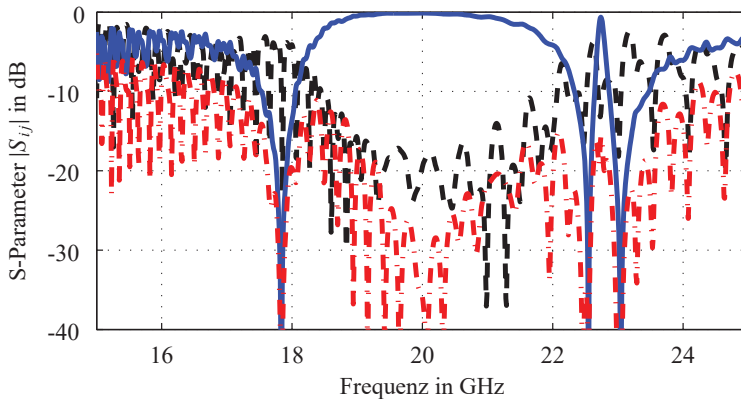


Abbildung 5.12: Anpassung des Kopplers mit Speisernetzwerk am H-Port des Magic-Tee (schwarz gestrichelt) und Transmission zu RHCP (rot Strich-Punkt-Muster) und LHCP (blau durchgezogen) im Rundhohlleiter

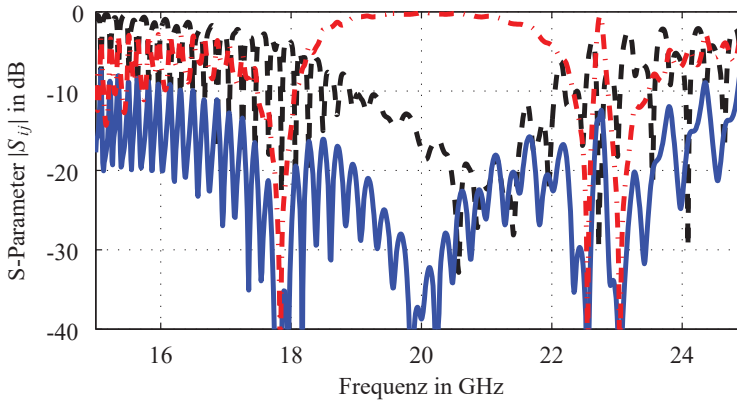


Abbildung 5.13: Anpassung des Kopplers mit Speisetzwerk am E-Port des Magic-Tee (schwarz gestrichelt) und Transmission zu RHCP (rot Strich-Punkt-Muster) und LHCP (blau durchgezogen) im Rundhohlleiter

Frequenz Anpassung und hohe Transmission benötigt. Das hier vorgestellte Prinzip ermöglicht die Nachführung mit Signalen im gesamten Empfangsfrequenzbereich, sodass man sowohl die Kommunikationssignale als auch ein mögliches Bakensignal für die Nachführung verwenden kann.

Aufgrund einer sehr hohen Entkopplung zwischen dem TM_{01} -Mode im Rundhohlleiter und den Rechteckhohlleiter-Ports von mehr als 60 dB in der Simulation sind die S-Parameter der TM_{01} Anregung praktisch unabhängig von einer äußeren Beschaltung der Rechteckhohlleiteranschlüsse.

Um zirkulare Polarisation im Rundhohlleiter zu erzeugen, wird ein Speisetzwerk aus kommerziell verfügbaren Hohlleiterkomponenten zur Speisung der vier Rechteckhohlleiter-Ports verwendet. Die Ergebnisse der Simulation des Kopplers mit der Beschaltung durch dieses Netzwerk sind in den Abbildungen 5.12 und 5.13 zu sehen. Hier wird einerseits die Anpassung der beiden Rechteckhohlleiteranschlüsse am Magic-Tee dargestellt, welche die Speisung beider zirkularer Polarisationen im Rundhohlleiter ermöglicht und andererseits auch die Transmission von jedem der beiden Ports zu beiden zirkularen Polarisationen. Der H-Port des Magic-Tee erzeugt hierbei links-händig zirkulare Polarisation mit einer Unterdrückung der rechtshändigen Polarisation um etwa 30 dB im Bereich von 20 GHz. Die starke Welligkeit im Frequenzverlauf der Parameter wird durch geringe Fehlanpassungen in Verbindung mit den elektrisch vergleichsweise langen kommerziellen Hohlleiterkomponenten verursacht und kann durch

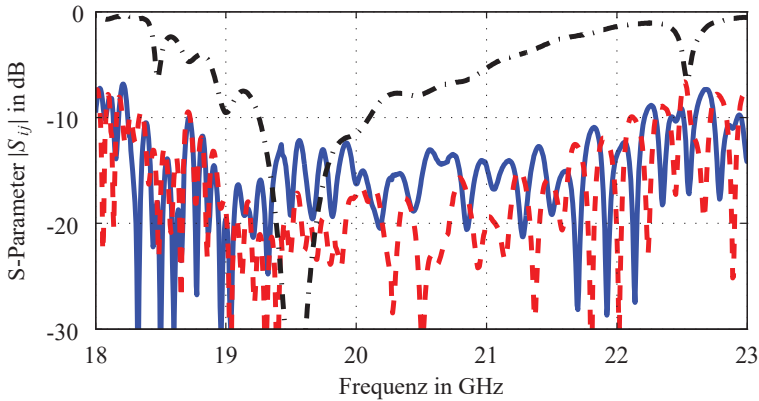


Abbildung 5.14: Gemessene Anpassung des Kopplers an den WR42 Rechteckhohlleiter-Speisatoren für die Anregung von RHCP (rot gestrichelt) und LHCP (blau) sowie am Koax-Speisator (schwarze Strich-Punkt-Linie) zur Anregung des TM_{01} -Modes im Rundhohlleiter

die Verwendung entsprechend kürzerer Komponenten nennenswert verringert werden. Für die Demonstration der Funktion des Kopplers soll die Verwendung der Standardkomponenten an dieser Stelle ausreichend sein.

Entsprechend den Simulationsergebnissen besitzt der Koppler für LHCP eine 10 dB-Anpassungsbandbreite von 3,5 GHz im Bereich von 18,5 bis 22 GHz womit auch der angestrebte Empfangsfrequenzbereich eingeschlossen wird. Für RHCP ist der Koppler im Bereich von 18,9 bis 22 GHz mit einer Anpassung von besser als -10 dB verwendbar und somit ebenfalls für den vorgegebenen Frequenzbereich einsatzfähig.

5.3.3 Messungen mit dem Koppler

Die messtechnische Charakterisierung und der Vergleich mit den Simulationsergebnissen des Modenkopplers sind nur begrenzt möglich. Insbesondere bei der Messung von S-Parametern können nicht alle Eigenschaften des Kopplers direkt gemessen werden. Der Koppler stellt ein Mehrtor dar, an dem bei der S-Parameter-Messung alle Tore reflexionsfrei abgeschlossen sein müssen. Als Tore sind hier auch alle ausbreitungsfähigen Moden im Rundhohlleiter zu verstehen, sodass beispielsweise der TM_{01} -Mode und der horizontale TE_{11} -Mode abgeschlossen sein müssen, wenn die S-Parameter für den

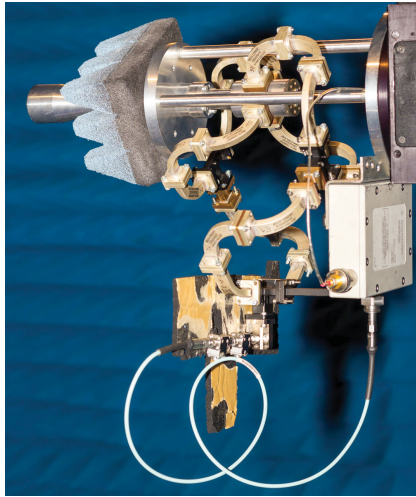


Abbildung 5.15: Foto des Messaufbaus zur Messung des Richtdiagramms der Hornantenne (links im Bild) gespeist mit dem TM_{01} Koppler für reinen Empfangsbetrieb im Antennenmesslabor

vertikalen TE_{11} -Mode gemessen werden sollen. Um den Koppler mit einem Netzwerkanalysator vollständig charakterisieren zu können, wäre somit für den Rundhohlleiter-Anschluss des Kopplers ein Übergang nötig, welcher alle ausbreitungsfähigen Moden auf je einen Koax-Port überträgt. Ein solches Modul ist nicht kommerziell verfügbar und würde zudem die Entwicklung des zu messenden Kopplers überflüssig machen. Aus diesem Umstand folgt, dass sich lediglich die S-Parameter der übrigen Speisetore bei Abschluss des Rundhohlleiters (z.B. mittels Keil aus Absorber-Material im Inneren des Rundhohlleiters) durch Netzwerkanalyse messen lassen. Um dennoch eine Aussage zur Qualität der Anregung von zirkularer Polarisierung sowie des TM_{01} -Modes zu erhalten, lassen sich Antennenmessungen verwenden. Hierbei wird das Horn aus Abschnitt 5.2 mit dem Koppler gespeist und für die Speisung an den verschiedenen Toren des Kopplers die Richtdiagramme ermittelt. Die Richtdiagramme geben Aufschluss über die Reinheit der generierten Polarisierung sowie eine Abschätzung der Verluste in der Kopplerstruktur über einen Vergleich zwischen Direktivität und realisiertem Gewinn.

Die gemessenen S-Parameter des Kopplers sind in Abbildung 5.14 dargestellt. Die 10 dB Bandbreite für die Anpassung der Rechteckhohlleiter-Tore, welche RHCP und LHCP im Rundhohlleiter speisen, ergibt sich von 18,7-22,2 GHz und entspricht damit

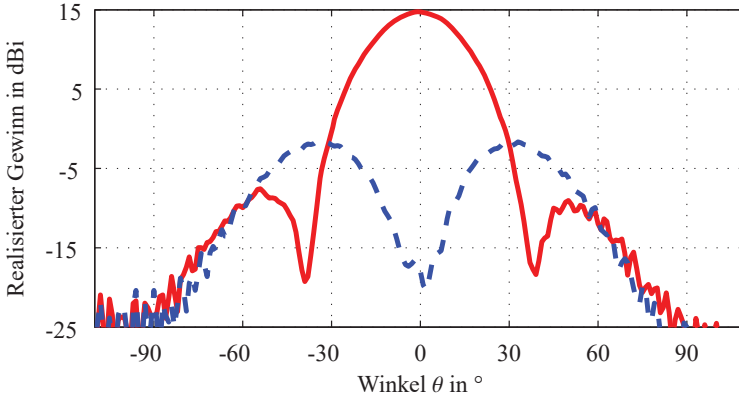


Abbildung 5.16: Gemessenes Richtdiagramm des Horns, welches mit dem Modenkoppler gespeist wird, in RHCP (rot) und LHCP (blau gestrichelt) über Theta bei einem festen Winkel von $\varphi = 0^\circ$ bei 20 GHz

sehr gut den Simulationsergebnissen mit einem Offset von +0,2 GHz. Die Anpassung des Koax-Anschlusses zur Speisung des TM_{01} -Modes beträgt weniger als -10 dB im Bereich von 19,3 bis 20,1 GHz und ist damit etwas breitbandiger als in der Simulation.

Abbildung 5.15 zeigt den Modenkoppler zusammen mit dem verwendeten Horn im Antennenmesslabor der TU Ilmenau. Im linken Bildabschnitt ist das Aluminium-Horn zu sehen, welches über einen Messing-Rundhohlleiter mit dem Koppler verbunden ist. Das Speisernetzwerk besteht aus verschiedenen WR42 Biegungen und zwei H-Tees sowie einem Magic-Tee für die Generierung von dualer zirkularer Polarisation. Bei der hier dargestellten Messung wurde der H-Anschluss des Magic-Tee zur Generierung von LHCP gespeist und der E-Anschluss mit einem Hohlleiter-Abschluss versehen. Der Koax-Anschluss zur Anregung des TM_{01} -Modes ist mit einem Abschlusswiderstand abgeschlossen. Das Ergebnis dieser Messung ist in Abbildung 5.16 exemplarisch als ein Schnitt für $\varphi = 0^\circ$ bei 20 GHz dargestellt. Das Richtdiagramm ist weitgehend rotationssymmetrisch, weshalb hier auf weitere Schnitte verzichtet wird. Das gemessene Richtdiagramm zeigt nur geringe Nebenkeulen mit einer Unterdrückung von mehr als 22 dB und besitzt einen Gewinn von 14,8 dBi bei einer Polarisationsentkopplung XPD von 32,7 dB in Hauptstrahlrichtung. Die Direktivität des Richtdiagramms liegt hier bei 15,8 dBi, was im Vergleich zum realisierten Gewinn auf Verluste von maximal 1,0 dB schließen lässt. Dieser Wert ergibt sich durch mehrere Umstände, welche unter anderem dem Messprinzip zugrunde liegen. Zum einen enthält dieser Wert für die Verluste auch Anpassungsverluste, welche die abgestrahlte Leistung der Antenne verringern, und zum

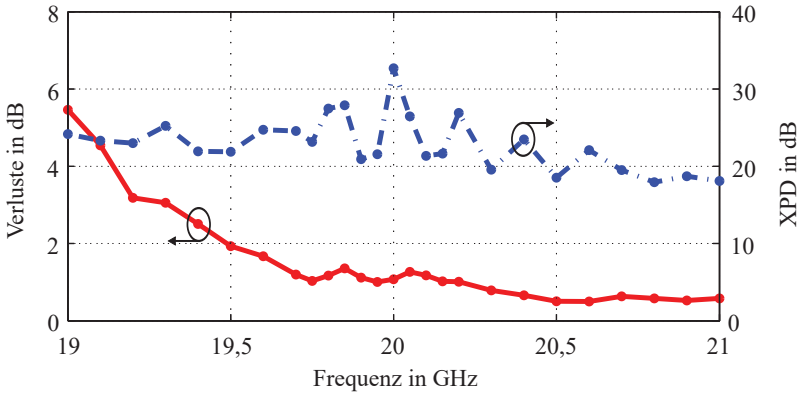


Abbildung 5.17: Gemessene Verluste (rot) und Polarisationsentkopplung XPD für RHCP (blau gestrichelt) der Hornantenne gespeist mit dem Hohlleiterkoppler im Empfangsfrequenzbereich

anderen ist das Messsystem fehlerbehaftet. Ein relevanter systematischer Messfehler besteht darin, dass die zu messende Antenne an einem Positionierer befestigt ist, welcher die Antenne für bestimmte θ -Winkel abschattet und dadurch zu einer künstlichen Vergrößerung der Direktivität führt. Dazu kommt, dass die Ermittlung des Gewinns durch eine Vergleichsmessung mit einer Referenzantenne erfolgt, wobei von einer Genauigkeit von etwa $\pm 0,5$ dB auszugehen ist.

Abbildung 5.17 zeigt die Polarisationsreinheit und die gemessenen Verluste des Kopplers für den Frequenzbereich von 19 bis 21 GHz. Im Zielfrequenzband von 19,7 bis 20,2 GHz liegt die XPD bei mehr als 21 dB bei Verlusten von weniger als 1,4 dB. Im Vergleich zur Simulation ist die realisierte Polarisationsreinheit schlechter als erwartet. Dies liegt weitestgehend an den Fertigungstoleranzen der Hohlleiterbiegungen. Die elektrische Länge nominell baugleicher Biegungen unterscheidet sich um bis zu 50° bei 20 GHz, wodurch die Zusammenführung der beiden linearen Polarisationen am Koppler mit einem exakten Phasenbezug erschwert wird. Hierzu wurden die elektrischen Längen aller Biegungen ermittelt und die Biegungen derart kombiniert, dass im resultierenden Speisetzwerk ein minimierter Phasenfehler von maximal 3° entsteht. Darüber hinaus fügen auch die Hohlleiter-T-Stücke Phasenfehler hinzu, da auch diese Bauteile mechanischen Toleranzen unterliegen. Alternativ würde ein individuell gefertigtes Speisetzwerk mit sehr kompakten Biegungen aus weniger Einzelteilen die Probleme der

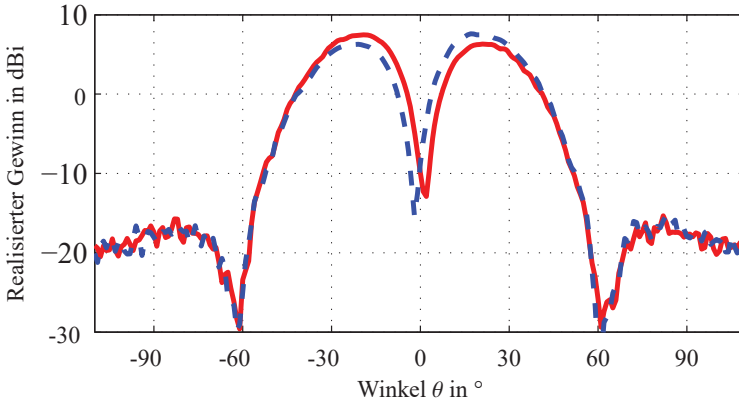


Abbildung 5.18: Gemessenes Richtdiagramm des Horns, welches mit dem Modenkoppler im TM_{01} -Mode gespeist wird, in LHCP (blau gestrichelt) und RHCP (rot) über Theta bei einem festen Winkel von $\varphi = 0^\circ$ bei 19 GHz

mechanischen Toleranzen stark reduzieren, wodurch auch eine höhere Polarisationsreinheit zu erwarten ist. Auf die Realisierung eines solchen kompakteren Netzwerks soll an dieser Stelle verzichtet werden, da im nachfolgenden Abschnitt eine kompakte Dual-Band-Variante für den Empfangs- und Sendebetrieb vorgestellt wird.

Das Richtdiagramm, welches durch die Speisung des TM_{01} -Modes erzeugt wird, ist in Abbildung 5.18 ebenfalls als exemplarischer Schnitt bei $\varphi = 0^\circ$ dargestellt. Dieses Richtdiagramm ist linear polarisiert mit einem elektrischen Feldvektor, welcher radial von der Hauptachse des Horns wegwärts zeigt. Die Darstellung in Abbildung 5.18 enthält trotzdem das Richtdiagramm in den beiden zirkularen Polarisationen, da diese für die Generierung des Fehlervektors relevant sind. Hierbei geht man von einem zirkular polarisierten Empfangssignal aus, welches von den beiden Pfaden für den entsprechenden zirkular polarisierten TE_{11} -Mode und den TM_{01} -Mode empfangen wird. Das dargestellte und weitgehend rotationssymmetrische Richtdiagramm besitzt eine Nullstelle in der Nähe von $\theta = 0^\circ$ und zeigt eine konische Hauptkeule mit einem Maximum bei einem Abstand von etwa 30° von der Hauptachse der Antenne. Die Tiefe der Nullstelle ist dabei empfindlich von der Winkelauflösung der Messung und auch vom gewählten Winkel φ abhängig, da das Minimum nicht exakt bei $\theta = 0^\circ$ liegt. Leichte Asymmetrien im Richtdiagramm werden durch Fertigungstoleranzen der Hornantenne und auch durch eine limitierte Reinheit der Anregung des TM_{01} -Modes verursacht. Die Verluste im Zielfrequenzbereich ergeben sich bei dieser Messung zu maximal 0,9 dB und liegen damit etwas niedriger als für die Speisung des TE_{11} -Modes.

5.4 Modenkoppler für TM_{01} -Monopuls-Nachführung für Sende- und Empfangsbetrieb

Um den hier vorgestellten Modenkoppler als Speisestruktur für eine Parabolantenne für die bidirektionale Satellitenkommunikation verwenden zu können, muss der Koppler zusätzlich zu den bisher vorgestellten Funktionen auch die Speisung von zirkularer Polarisation im Sendefrequenzbereich von 29,5 bis 30 GHz ermöglichen. Hierfür wurde der bereits bekannte Koppler durch eine neuartige veränderte äußere Beschaltung modifiziert, damit die Speisung für beide Frequenzbänder erfolgen kann.

5.4.1 Aufbau und Funktionsweise der Koppelstruktur

Die Erzeugung des fundamentalen Modes im Rundhohlleiter bei 20 GHz basiert auf der Anregung durch quer zum Rundhohlleiter angebrachte Rechteckhohlleiter vom Typ WR42. Die langen Kanten der Rechteckhohlleiter sind längs zum Rundhohlleiter angeordnet, wodurch die elektrischen Felder im Rechteck- und Rundhohlleiter parallel zueinander stehen und eine Übertragung zwischen beiden Hohlleitern stattfindet. Der Rundhohlleiter ist an seinem Ende kurzgeschlossen, sodass sich dadurch eine stehende Welle in ihm ausbildet, welche die Grundmode im Rechteckhohlleiter anregt, sofern sich dieser bei einem Intensitätsmaximum der stehenden Welle befindet. Der Abstand der Rechteckhohlleiteranschlüsse zum Kurzschluss des Rundhohlleiters ist somit sehr wichtig für die Anpassung des Kopplers und wurde hier durch Simulationen auf einen optimierten Wert gebracht.

Im Bereich von 30 GHz liegt die geführte Wellenlänge im 12,5 mm Rundhohlleiter bei 11,3 mm während die geführte Wellenlänge bei 20 GHz 21,1 mm beträgt. Damit ist die geführte Wellenlänge bei 30 GHz etwa halb so groß wie bei 20 GHz wodurch sich hier zwei Maxima innerhalb der stehenden Welle auf einer Strecke ausprägen, die bei 20 GHz nur ein Intensitätsmaximum trägt. Dieser Umstand führt dazu, dass in den orthogonal zum Rundhohlleiter angeordneten Rechteckhohlleitern der TE_{20} -Mode angeregt wird, was eine Speisung beider Frequenzen am selben Ort im Rundhohlleiter durch denselben Rechteckhohlleiter ermöglicht.

Daher bildet einen wesentlichen Bestandteil der geänderten äußeren Beschaltung des Kopplers ein Diplexer, welcher die Generierung des TE_{20} -Modes bei 30 GHz übernimmt und parallel dazu die Speisung des TE_{10} -Modes bei 20 GHz zulässt. Abbildung 5.19 zeigt ein Schnittbild vom CAD-Modell des Kopplers zusammen mit dem Diplexer. Die Darstellung zeigt zudem den Fluss der Signale in beiden Frequenzbereichen mit deren zugehörigen Moden in den jeweiligen Wellenleitern. Während im Empfangsfrequenzband direkt vom fundamentalen Mode im Rundhohlleiter in den fundamentalen Mode im WR42 Rechteckhohlleiter gekoppelt wird, koppelt im Sendefrequenzbereich ein WR28 Hohlleiter, welcher den fundamentalen Mode trägt, in den TE_{20} -Mode im WR42 Rechteckhohlleiter und anschließend ebenfalls in den fundamentalen Mode im Rundhohlleiter.

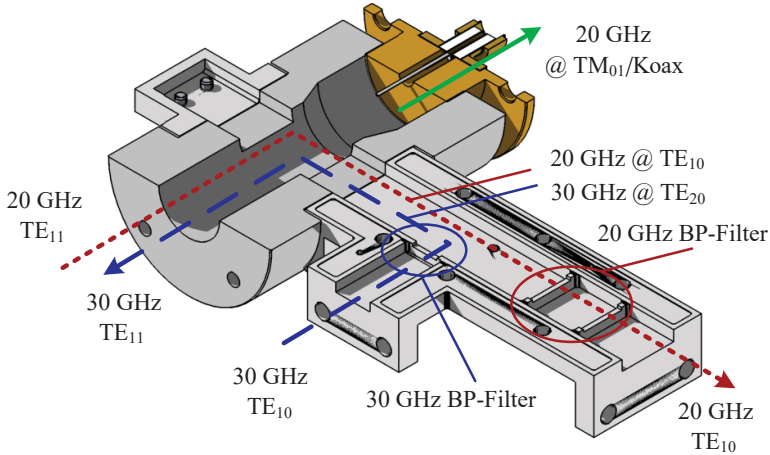


Abbildung 5.19: Aufgeschnittenes CAD-Modell des Neuentwurfs des Kopplers für Sende- und Empfangsbetrieb mit Diplexer und angedeutete Wellenausbreitung über verschiedene Moden in den unterschiedlichen Hohlleiterabschnitten für beide Frequenzbereiche

Der TM_{01} -Mode im Rundhohlleiter wird wie schon beim zuvor vorgestellten Koppler über einen coaxialen Stift am Ende des Rundhohlleiters angeregt und über einen coaxialen Verbinder angeschlossen.

Um das Speisernetzwerk des Kopplers möglichst kompakt zu halten, wird im Fall des Dualband-Kopplers für jede der beiden linearen Polarisierungen jeweils nur ein Rechteckhohlleiteranschluss verwendet. Der jeweils gegenüberliegende Port wird nach einer Leitungslänge von 17 mm kurzgeschlossen und mit zwei Schrauben zur nachträglichen Feinabstimmung versehen. Dadurch ist eine unsymmetrische Speisung der beiden Polarisierungen möglich und die Komplexität des Speisernetzwerks kann signifikant reduziert werden.

Der Aufbau des Netzwerks zur Zusammenführung der beiden Polarisierungen, um zirkulare Polarisation zu erzeugen, ist in Abbildung 5.20 zu sehen. Am Koppler ist für die Speisung vertikaler und horizontaler Polarisation jeweils ein Diplexer angebracht. Deren

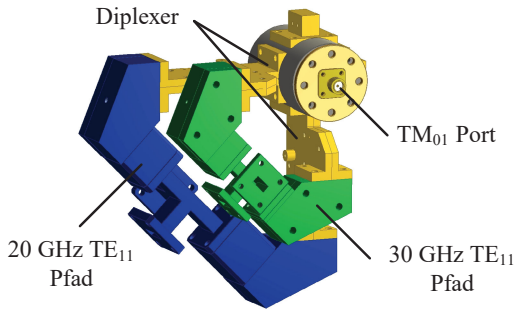


Abbildung 5.20: CAD-Modell des Kopplers für Sende- und Empfangsbetrieb mit Kennzeichnung der Signalpfade für Sende- und Empfangsbetrieb

Anschlüsse für die Speisung von 20 und 30 GHz sind jeweils über Biegungen und um 90° elektrisch unterschiedlich lange Hohlleitersegmente unter Verwendung jeweils eines Magic-Tee verbunden. Die beiden freien Anschlüsse der beiden Magic-Tee's ermöglichen hierbei wieder die Speisung von rechts- und linkshändig zirkularer Polarisation. Der weitgehend aus Aluminium-Frästeilen realisierte Koppler ist in Abbildung 5.21 in einem Messaufbau im Antennenmesslabor zu sehen.

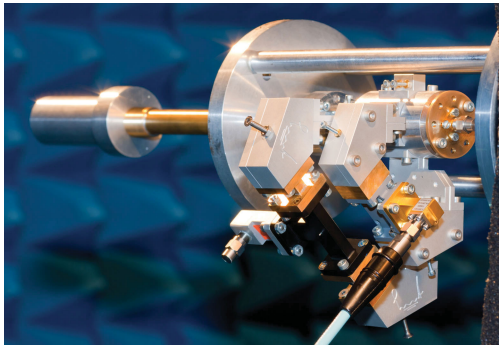


Abbildung 5.21: Foto des neu angefertigten Kopplers für Sende- und Empfangsbetrieb im Antennenmesslabor der TU Ilmenau

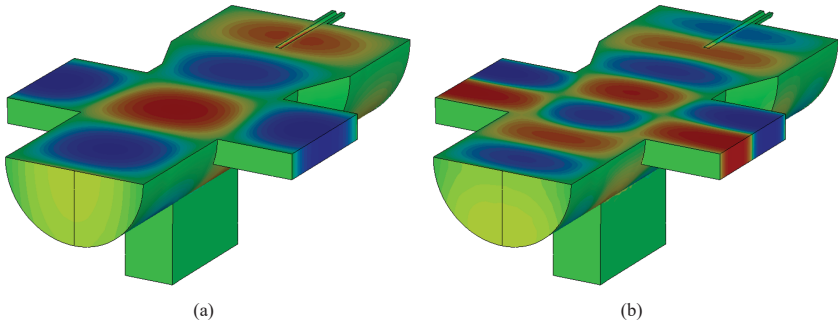


Abbildung 5.22: Diese Darstellung zeigt die Momentaufnahme der vertikalen Komponenten der simulierten elektrischen Feldverteilung im Inneren des Kopplers für die Speisung des fundamentalen Modes im Rundhohlleiter bei 20 GHz (a) und 30 GHz (b). Die maximale Feldstärke wird tief rot und die minimale Feldstärke tief blau dargestellt.

5.4.2 Simulation des Kopplers

Die grundlegende Funktionsweise des Kopplers zeigt sich in der Simulation der Kopplerstruktur ohne ein Netzwerk an den Rechteckhohlleiteranschlüssen. Abbildung 5.22 stellt zwei Momentaufnahmen der vertikalen Komponenten des elektrischen Feldes dar, wenn der Rundhohlleiter in seinem fundamentalen Mode bei den beiden hier betrachteten Frequenzbändern gespeist wird. Im Empfangsfrequenzband bei 20 GHz verhält sich der Koppler als Leistungsteiler, welcher die mit dem TE_{10} -Mode in den Rundhohlleiter eingepprägten Signale gleichphasig auf zwei Rechteckhohlleiter im TE_{10} -Mode aufteilt. Diese Funktionsweise entspricht dem Verhalten des Monoband-Kopplers aus Kapitel 5.3. Im Falle der Speisung des Rundhohlleiters bei 30 GHz wirkt der Koppler ebenfalls als Leistungsteiler, hierbei wird jedoch der TE_{20} -Mode im Rechteckhohlleiter angeregt. Die als S-Parameter dargestellten Simulationsergebnisse dieser Struktur in Abbildung 5.23 zeigen, dass dieses Prinzip für den angestrebten Frequenzbereich genutzt werden kann. Die Transmission zwischen Rundhohlleiter und jeweils einem der beiden Rechteckhohlleiter, in welche die Signale übertragen werden, ist größer als -3,7 dB im Bereich von 29,5-30 GHz und zeigt damit, dass die Modenkonzersion ohne größere Verluste beispielsweise durch die Anregung ungewollter Moden erfolgt. Elektrische und dielektrische Verluste sind in dieser Simulation nicht berücksichtigt, da deren Beiträge als vernachlässigbar anzunehmen sind. Die gefertigten Strukturen bestehen aus sehr gut leitfähigem Aluminium und das Innere der Hohlleiter ist mit Luft gefüllt, sodass hierdurch keine größeren Verluste zu erwarten sind.

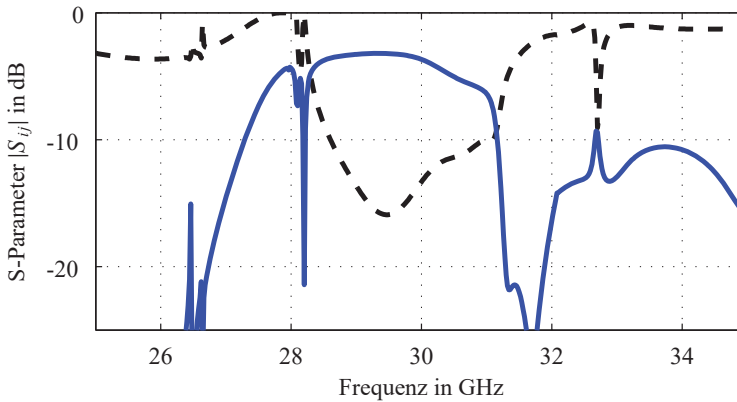


Abbildung 5.23: Anpassung des TE_{11} -Modes am Rundhohlleiter des symmetrisch gespeisten Kopplers (schwarz gestrichelt) und Transmission zwischen TE_{11} -Mode im Rundhohlleiter und TE_{20} -Mode im Rechteckhohlleiter (blau durchgezogen)

Diese CST-Simulationen zeigen, dass der Koppler seine gewünschte Funktion erfüllt, wenn die beiden symmetrisch gegenüberliegenden Rechteckhohlleiter mit gleicher Phase und Amplitude zusammengeführt bzw. gespeist werden. Um den Koppler für beide Frequenzbereiche entsprechend zu speisen, wäre es an dieser Stelle möglich, an alle vier Rechteckhohlleiteranschlüsse jeweils einen Diplexer zu setzen und diesen in jedem der beiden Frequenzbereiche über ein Hohlleiternetzwerk gemäß dem Netzwerk aus Kapitel 5.3 zu speisen. Eine solche Konstruktion würde komplex und voluminös ausfallen, weshalb an dieser Stelle ein anderer Ansatz für die Realisierung verfolgt wird. Dabei wird der Koppler nicht symmetrisch von jeweils beiden Seiten für jede der beiden linearen Polarisationen im Rundhohlleiter gespeist, sondern unsymmetrisch von nur einer Seite. Der jeweils gegenüberliegende Rechteckhohlleiter ist kurzgeschlossen. Die Position des Kurzschlusses wird für eine maximale Transmission zwischen Rundhohlleiter und verbleibendem Rechteckhohlleiter optimiert. Stellschrauben im kurzgeschlossenen Rechteckhohlleiterabschnitt ermöglichen eine nachträgliche Feinabstimmung für beide Frequenzbereiche. Abbildung 5.24 zeigt die elektrische Feldverteilung als Momentaufnahme der vertikalen Komponenten für den unsymmetrisch gespeisten Koppler. Der kurzgeschlossene Hohlleiter ist im Bild jeweils der linke Rechteckhohlleiter, die Transmission zwischen Rundhohlleiter und dem jeweils rechten Rechteckhohlleiter ist klar zu erkennen.

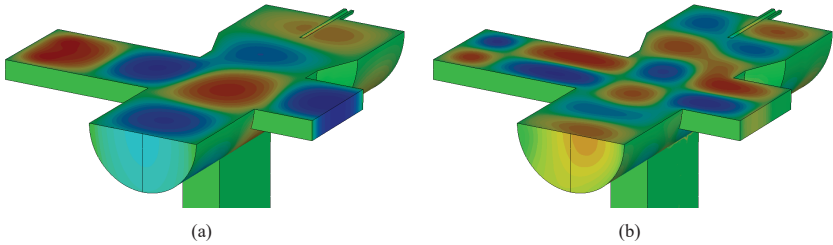


Abbildung 5.24: Diese Darstellung zeigt die Momentaufnahme der vertikalen Komponenten der simulierten elektrischen Feldverteilung im Inneren des Kopplers für die Speisung des fundamentalen Modes im Rundhohlleiter bei 20 GHz (a) und 30 GHz (b) bei Kurzschluss eines der beiden Rechteckhohlleiteranschlüsse (jeweils links im Bild). Die maximale Feldstärke wird tief rot und die minimale Feldstärke tief blau dargestellt.

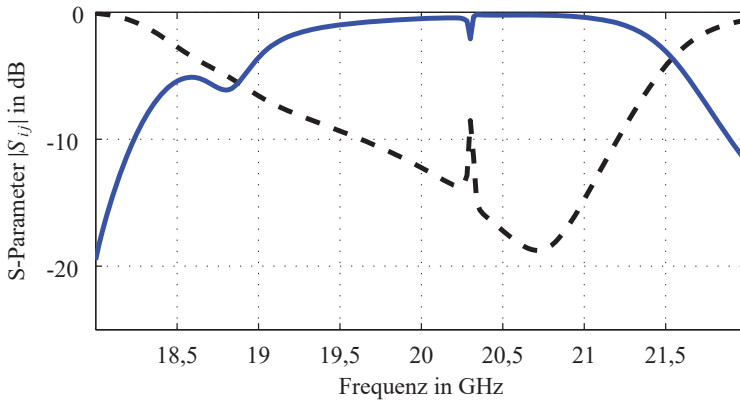


Abbildung 5.25: Anpassung des TE_{11} -Modes am Rundhohlleiter des unsymmetrisch gespeisten Kopplers (schwarz gestrichelt) und Transmission zwischen TE_{11} -Mode im Rundhohlleiter und TE_{10} -Mode im Rechteckhohlleiter (blau durchgezogen)

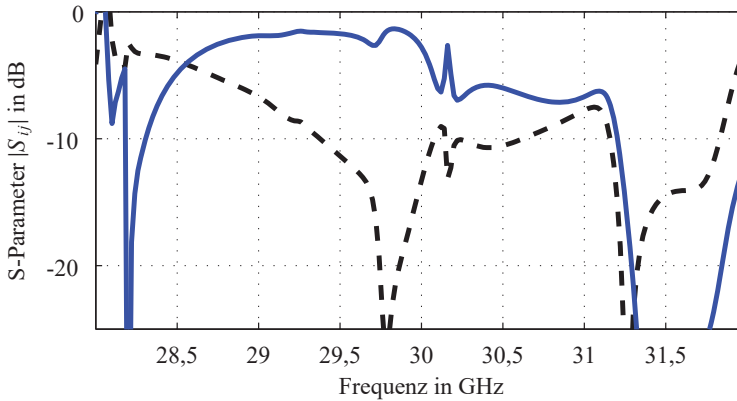


Abbildung 5.26: Anpassung des TE_{20} -Modes am Rechteckhohlleiter des unsymmetrisch gespeisten Kopplers (schwarz gestrichelt) und Transmission zwischen TE_{11} -Mode im Rundhohlleiter und TE_{20} -Mode im Rechteckhohlleiter (blau durchgezogen)

Das Verhalten der Koppelstruktur zeigt sich auch in den Streuparametern in den Abbildungen 5.25 und 5.26. Im Empfangsfrequenzband liegt die -10 dB Bandbreite der Anpassung des TE_{11} -Modes am Rundhohlleiteranschluss bei 1,6 GHz im Bereich von 19,6 GHz bis 21,2 GHz. Die Transmission zwischen Rundhohlleiter und TE_{10} -Mode im Rechteckhohlleiter liegt in diesem Bereich bei über -0,8 dB und lässt sich beim aufgebauten Koppler mittels Stellschrauben auf den für die Anwendung benötigten Frequenzbereich feinabstimmen. Die Anpassungsbandbreite seitens des TE_{20} -Modes am Rechteckhohlleiteranschluss im Sendefrequenzband beträgt 0,7 GHz im Bereich von 29,4 GHz bis 30,1 GHz mit einer mittleren Einfügedämpfung zwischen TE_{11} -Mode im Rundhohlleiter und TE_{20} -Mode im Rechteckhohlleiter von 2 dB. Auch dieses Verhalten lässt sich in Grenzen nachträglich mittels der verwendeten Schrauben in den Hohlleiterstrukturen manipulieren und auf die gewünschten Frequenzbereiche abstimmen.

Der hier vorgestellte Koppler zur Einprägung verschiedener Moden bei verschiedenen Frequenzen in einem gemeinsamen Rundhohlleiter benötigt einen Diplexer, welcher die Signale aus dem Sende- und aus dem Empfangsfrequenzbereich in einem Rechteckhohlleiter in verschiedenen Ausbreitungsmoden zusammenführen kann. Im Bereich um 20 GHz wird der TE_{10} -Mode benötigt, während bei 30 GHz der TE_{20} -Mode angeregt werden muss. Der Diplexer besteht hierbei aus einem WR42 Hohlleiter, welcher bei 20 GHz nur den fundamentalen Ausbreitungsmodus erlaubt, bei 30 GHz hingegen auch den TE_{20} -Mode transportieren kann. Dieser Mode lässt sich durch die orthogonale

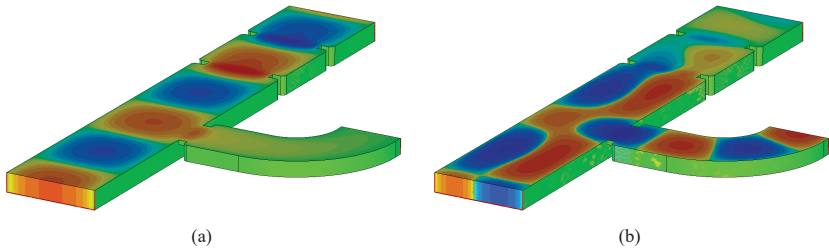


Abbildung 5.27: Diese Darstellung zeigt die Momentaufnahme der vertikalen Komponenten der simulierten elektrischen Feldverteilung im Inneren des Diplexers für (a) die Speisung des TE_{10} -Modes des WR42 Rechteckhohlleiters im Vordergrund bei 20 GHz und für (b) die Anregung des WR28 Rechteckhohlleiters rechts am Diplexer bei 30 GHz. Die maximale Feldstärke wird tief rot und die minimale Feldstärke tief blau dargestellt.

Anbringung eines WR28 Hohlleiters senkrecht zum WR42 Hohlleiter in der H-Ebene anregen. Um die Ausbreitungsrichtung der Signale bei 30 GHz in nur eine Richtung im WR42 Hohlleiter zu garantieren und gleichzeitig eine Entkopplung zwischen Send- und Empfangspfad zu gewährleisten, befindet sich im WR42 Hohlleiter ein 20 GHz Bandpassfilter, welches als Totalreflexion für 30 GHz wirkt. Die Funktionsweise wird durch die Darstellung der im Hohlleiter senkrecht zur breiten Seite stehenden elektrischen Feldkomponenten sichtbar. Abbildung 5.27 zeigt die elektrische Feldverteilung im Inneren des Diplexers für beide Frequenzbereiche. Bei der Übertragung der Signale bei 20 GHz zeigt sich deutlich, dass keine Transmission zum WR28 Anschluss stattfindet.

Die gute Entkopplung an dieser Stelle liegt darin begründet, dass im WR28 Hohlleiter keine 20 GHz Signale ausbreitungsfähig sind. Bei Speisung des WR28 Anschlusses bei 30 GHz im rechten Teil der Abbildung zeigt sich zudem die Isolation, welche durch das zweistufige Filter erzeugt wird. Die Simulation des Kopplers ergibt dabei eine Isolation zwischen dem WR28 Anschluss und dem WR42 Anschluss nach dem Filter von mehr als 25 dB (Anregung des TE_{10} -Modes am WR42 Hohlleiteranschluss) bzw. mehr als 40 dB (Anregung TE_{20} -Mode am WR42 Hohlleiteranschluss). Wird eine höhere Isolation für die Anwendung benötigt, lässt sich diese durch die Verwendung eines Filters mit mehr als den hier realisierten zwei Stufen erreichen.

Die Anpassungs- und Transmissionswerte des Diplexers sind in den beiden Abbildungen 5.28 und 5.29 dargestellt. Im Empfangsfrequenzbereich ist hierbei die Transmission zwischen den beiden WR42 Anschlüssen sowie die Anpassung des WR42 Ports, welcher mit dem Modenkoppler verbunden wird, abgetragen. Im Sendefrequenzbereich wird die

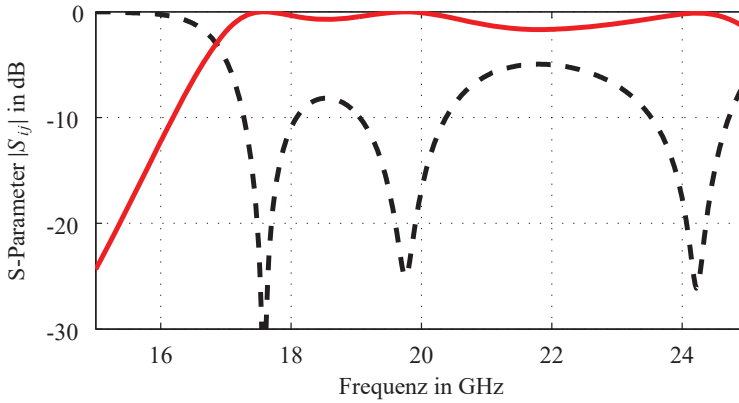


Abbildung 5.28: Anpassung des TE_{10} -Modes am WR42 Anschluss des Diplexers, welcher den Modenkoppler speist (schwarz gestrichelt), und Transmission zwischen den beiden WR42 Anschlüssen (rot durchgezogen)

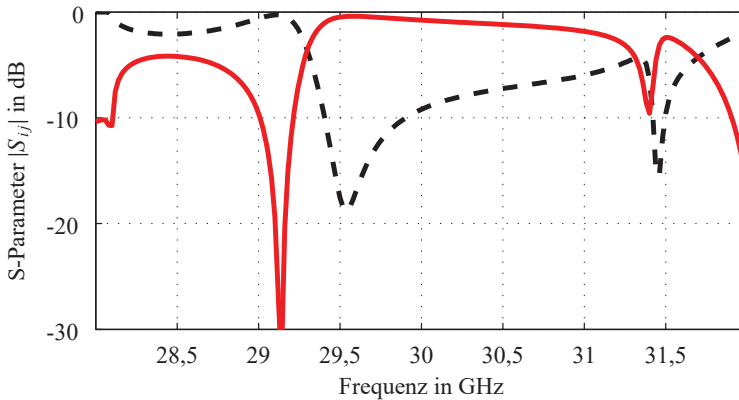


Abbildung 5.29: Anpassung des TE_{10} -Modes am WR28 Anschluss des Diplexers (schwarz gestrichelt) und Transmission zwischen dem WR28 Anschluss und dem TE_{20} -Mode am WR42 Port, welcher den Modenkoppler speist (rot durchgezogen)

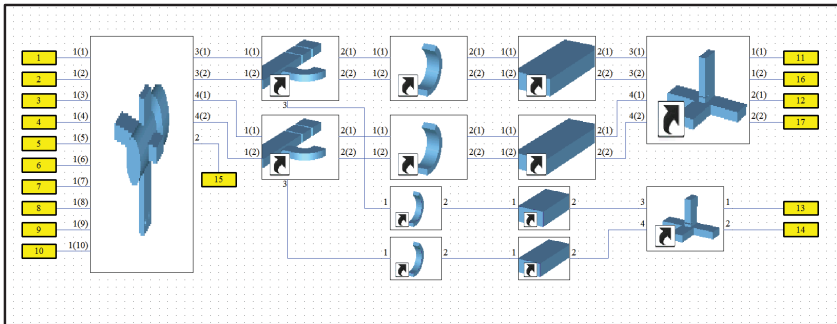


Abbildung 5.30: Simulationsmodell des Dualband-Modenkopplers in CST Design Studio™ mit den Einzelkomponenten, welche in CST Microwave Studio™ simuliert wurden

Transmission zwischen dem WR28 Anschluss und dem den Modenkoppler speisenden WR42 Anschluss angegeben. Dabei wird am WR28 Port der TE_{10} -Mode berücksichtigt, während am WR42 Port der TE_{20} -Mode verwendet wird.

Für die Simulation der zusammengesetzten Koppelstruktur wurden die einzelnen Komponenten, welche in CST Microwave Studio™ simuliert wurden, wie auch beim zuvor vorgestellten Koppler in CST Design Studio™ verbunden und als Netzwerk simuliert. Das Simulationsmodell hiervon ist in Abbildung 5.30 dargestellt und besteht aus dem Modenkoppler mit zwei angeschlossenen Diplexern, einigen Hohlleitersegmenten sowie aus je einem Magic-Tee für 20 und 30 GHz, welches die Speisung von jeweils beiden zirkularen Polarisationen ermöglicht. Die Simulationsergebnisse sind in Form von S-Parameter-Diagrammen in den beiden Abbildungen 5.31 und 5.32 aufgezeigt. Im Empfangsbereich erzielt die zusammengesetzte Struktur eine Bandbreite der Anpassung von besser als -10 dB in den Grenzen von 19,66 bis 20,24 GHz bei einer Einfügedämpfung von weniger als 0,8 dB. Die Entkopplung der beiden zirkularen Polarisationen beträgt in diesem Bereich mehr als 13 dB.

Im Sendefrequenzbereich ist die Bandbreite der Gesamtstruktur etwas geringer. Hier besteht eine Anpassung von besser als -10 dB bei einer Einfügedämpfung von weniger als -3 dB im Bereich von 29,36 bis 29,7 GHz. Die Polarisationsentkopplung ist in diesem Bereich größer als 20 dB. Die vergleichsweise geringen Transmissionswerte entstehen bei dieser Kopplerkonfiguration durch eine Verkopplung der beiden Anschlüsse des Magic-Tee aufgrund von Reflexionen innerhalb der Struktur sowie in der Anregung höherer Moden im Rundhohlleiter. Die Transmission zwischen den beiden Anschlüssen für RHCP und LHCP am Koppler beträgt im Bereich zwischen 29,5 und 30 GHz etwa -10 dB. Dazu kommt, dass die höheren Moden TE_{01} , $TM_{11,0^\circ}$ und $TM_{11,90^\circ}$ jeweils mit

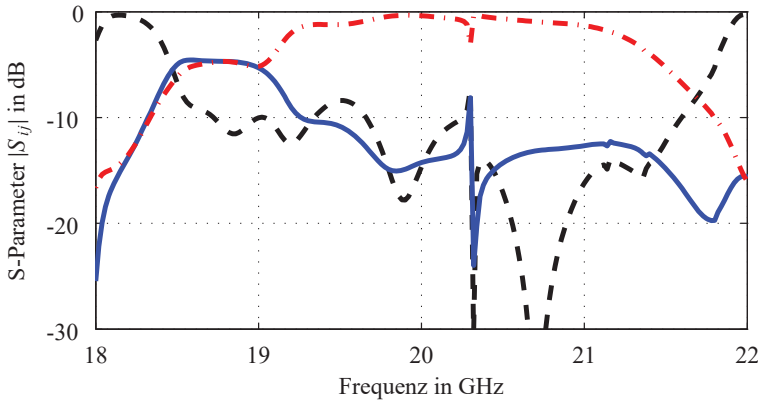


Abbildung 5.31: Anpassung des Kopplers mit Speisernetzwerk am H-Tor des WR42 Magic-Tee (schwarz gestrichelt) und Transmissionen zu LHCP (blau durchgezogen) und RHCP (rot gestrichelt) im Rundhohlleiter des Modenkopplers im Empfangsfrequenzband

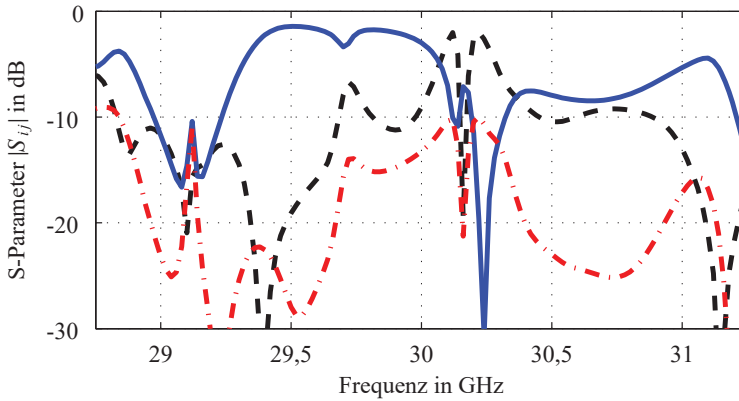


Abbildung 5.32: Anpassung des Kopplers mit Speisernetzwerk am E-Tor des WR28 Magic-Tee (schwarz gestrichelt) und Transmissionen zu LHCP (blau durchgezogen) und RHCP (rot gestrichelt) im Rundhohlleiter des Modenkopplers im Sendefrequenzband

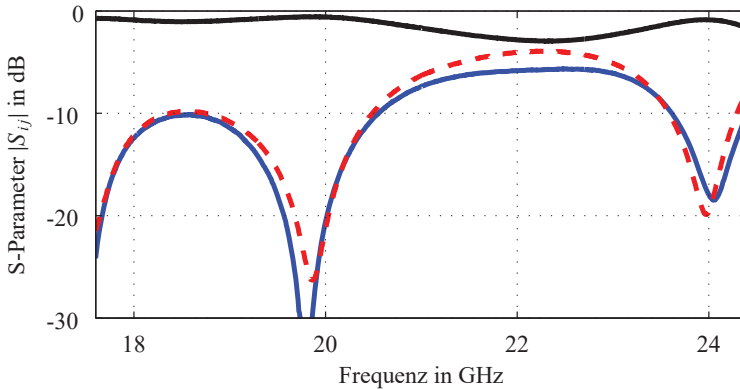


Abbildung 5.33: Gemessene Anpassung des TE_{10} -Modes am WR42 Anschluss des Diplexers, welcher den Modenkoppler speist (blau) sowie am zweiten WR42 Anschluss (rot gestrichelt) und Transmission zwischen den beiden WR42 Anschlüssen (schwarz)

einer Transmission von etwa -20 dB angeregt werden und die Anpassung nicht über den gesamten Bereich besser als -10 dB ist. Somit geht auch auf diesem Weg verfügbare Signalleistung für die gewollte zirkulare Polarisation verloren.

Bei der Konstruktion des Kopplers für eine anschließende Fertigung aus Aluminium-Frästeilen wurden zusätzlich zu den Abstimmerschrauben im Modenkoppler und im Diplexer weitere Schrauben zur nachträglichen Justage der elektrischen Eigenschaften des Gesamtaufbaus vorgesehen. Diese Stellschrauben befinden sich in den Rechteckhohlleiterbiegungen, welche die Diplexer in beiden Frequenzebenen mit dem jeweiligen Magic-Tee verbinden. Dadurch wird die Anzahl der Freiheitsgrade zur Abstimmung des Kopplers mit Speisernetzwerk erhöht.

5.4.3 Messungen mit dem Koppler

Die messtechnische Charakterisierung des Kopplers gestaltet sich ähnlich wie beim vorher beschriebenen Monoband-Koppler. Die S-Parameter an den Rechteckhohlleitertoren lassen sich mit klassischer Netzwerkanalyse bestimmen, während die Transmissionseigenschaften zwischen den Rechteckhohlleitern und dem Rundhohlleiter nur über Antennenmessungen abgeschätzt werden können. Darüber hinaus soll an dieser Stelle auch der Diplexer als eines der zentralen Elemente des Kopplers charakterisiert werden. Hierbei können die S-Parameter im Bereich von 20 GHz direkt gemessen werden, da hier

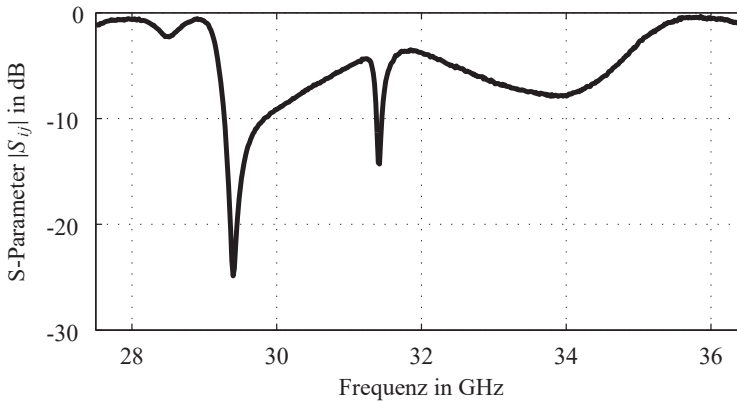


Abbildung 5.34: Gemessene Anpassung des Diplexers am WR28 Anschluss

nur der Grundmode im Rechteckhohlleiter angeregt werden kann. Im Sendefrequenzbereich bei 30 GHz kann hingegen nur die Anpassung am WR28 Tor des Diplexers gemessen werden, da in diesem Frequenzbereich zusätzlich zum TE_{10} - auch der TE_{20} -Mode im WR42 Hohlleiter angeregt werden kann und hierfür keine Standard-Konnektoren verwendet werden können. Es besteht grundsätzlich die Möglichkeit, den Diplexer auch in einer *back-to-back*-Anordnung zu vermessen, allerdings lässt eine solche Konfiguration keine Aussage über die Modenreinheit im verbindenden WR42 Hohlleiter zu, weshalb an dieser Stelle auf eine solche Messung verzichtet werden soll.

Die Streuparameter des Diplexers im Empfangsfrequenzbereich sind in Abbildung 5.33 dargestellt. Die Anpassung liegt im angestrebten Frequenzbereich von 19,7 bis 20,2 GHz bei Werten von besser als -15 dB bei einer Transmission von mehr als -0,7 dB. Der Verlauf der Streuparameter entspricht damit gut den Simulationen, auch wenn die Einfügedämpfung im realisierten Diplexer etwas größer ausfällt. Dies ist vermutlich dem Umstand geschuldet, dass der Diplexer aus Gründen der einfacheren Fertigung aus zwei Hälften aus Aluminium besteht, bei denen die Rechteckhohlleiter entlang der kurzen Kante geschnitten sind. An dieser Stelle des Rechteckhohlleiters besitzt die Stromverteilung auf der Oberfläche ein Maximum quer zur Schnittkante, weshalb die Verluste der Stoßstelle zwischen den Aluminiumteilen zur Einfügedämpfung beitragen. Die Verluste ließen sich voraussichtlich reduzieren, wenn der Diplexer aus einem einzigen Teil hergestellt werden könnte oder wenn die Schnittkante längs der breiten Seite der Hohlleiter realisiert würde.

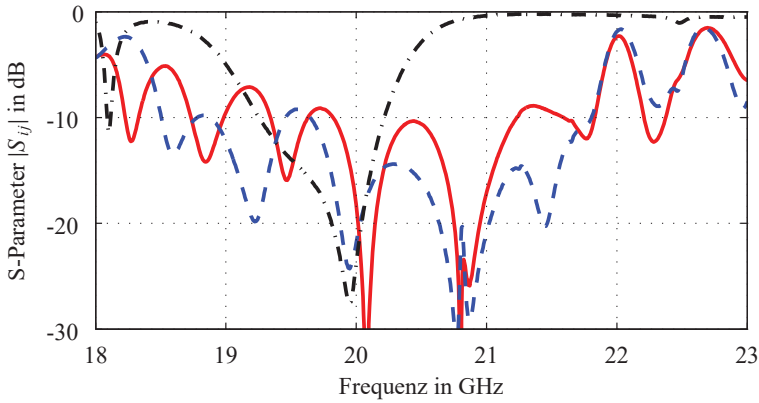


Abbildung 5.35: Gemessene Anpassung des Hohlleiterkopplers an den WR42 Anschlüssen für RHCP (rot durchgezogen), LHCP (blau gestrichelt) und am Koaxialanschluss für den TM_{01} -Mode (schwarze Strich-Punkt-Linie) bei abgeschlossenem Rundhohlleiter

Die gemessene Anpassung des WR28 Anschlusses ist in Abbildung 5.34 dargestellt. Im Sendefrequenzbereich von 29,5 bis 30 GHz liegt der Messwert unter -9 dB und entspricht damit auch mit dem zugehörigen Frequenzverlauf sehr gut den Simulationsergebnissen. Die Transmission zwischen dem WR28 Anschluss und dem TE_{20} -Mode ist aus o.g. Gründen nicht messbar.

Die gemessenen Streuparameter des Modenkopplers inklusive Speisetzwerk bestehend aus den Diplexern, Biegungen, Verzögerungsleitungen und je einem Magic-Tee für die beiden Frequenzbereiche sind in Abbildung 5.35 dargestellt. Hierbei handelt es sich jeweils um die Anpassung der WR42 Anschlüsse im Empfangsfrequenzbereich für RHCP und LHCP sowie die Anpassung des Koax-Anschlusses, über welchen der TM_{01} -Mode gespeist wird. An den Rechteckhohlleitern besteht eine Anpassung von besser als -9 dB im Frequenzbereich von 19,3 bis 21,3 GHz. Die beiden Kurven zeigen eine deutliche Welligkeit, welche auf Reflexionen im Inneren des Kopplers zurückzuführen sind. Die Frequenzabstände zwischen den Minima sind gering, da die Leitungslängen im Koppler, auch wenn er relativ kompakt aufgebaut ist, mehrere Wellenlängen betragen. Der Anschluss für die Anregung des TM_{01} Modes besitzt eine Anpassung von mindestens -10 dB im Bereich von 19,3 bis 20,2 GHz und deckt damit den angestrebten Frequenzbereich mehr als ausreichend ab.

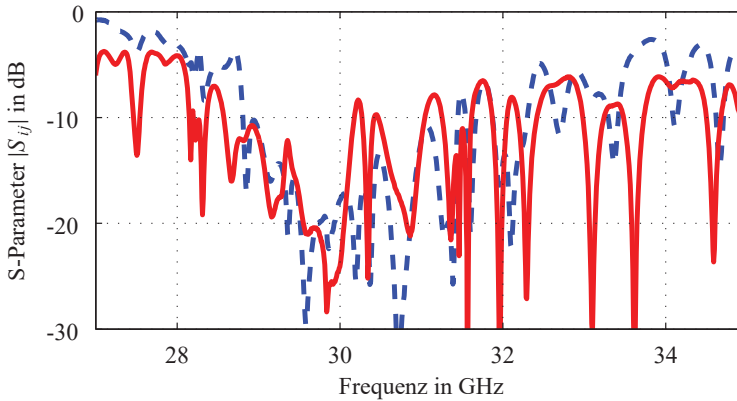


Abbildung 5.36: Gemessene Anpassung des Hohlleiterkopplers an den WR28 Anschlüssen für RHCP (rot durchgezogen) und LHCP (blau gestrichelt) bei abgeschlossenem Rundhohlleiter

Die Messergebnisse der Anpassung des Kopplers im Sendefrequenzbereich sind in Abbildung 5.36 zu sehen. Hierbei zeigt der Koppler für die Anschlüsse für RHCP und LHCP im angestrebten Frequenzbereich von 29,5 bis 30 GHz eine Eingangsreflektivität von weniger als -18 dB und ist damit gut angepasst. In diesem Frequenzbereich fällt die Welligkeit in den Frequenzverläufen noch deutlicher aus, da hier die elektrischen Längen der Wellenleiter im Koppler größer sind als im Empfangsfrequenzbereich. Im Vergleich zur Simulation fällt die Anpassung etwas besser aus, da in der Realisierung mit Abstimmungsschrauben an verschiedenen Positionen abgestimmt wurde.

Zur Charakterisierung der Transmissionseigenschaften des Kopplers, wurden auch hier Antennenmessungen durchgeführt. Der Messaufbau ist in Abbildung 5.21 zu sehen. Wie auch schon beim Monoband-Koppler wird die Hornantenne aus Abschnitt 5.2 verwendet. Das resultierende Richtdiagramm für die Speisung von RHCP ist in Abbildung 5.37 für einen exemplarischen Schnitt dargestellt. Der realisierte Gewinn beträgt 13 dBi bei einem Nebenkeulenabstand von 26 dB. Die Polarisationsentkopplung beträgt bei diesem Frequenzpunkt etwa 12 dB und ist damit vergleichsweise gering. Neben Fertigungstoleranzen der Bauteile des Kopplers ist u.a. die Verkopplung der beiden Rechteckhohlleiter, welche am Rundhohlleiter seitlich angebracht sind, verantwortlich für die gering ausfallende XPD. Diese Verkopplung führt zu unerwünschten Reflexionen innerhalb des Kopplers und kann dadurch zur Anregung der unerwünschten Polarisation beitragen.

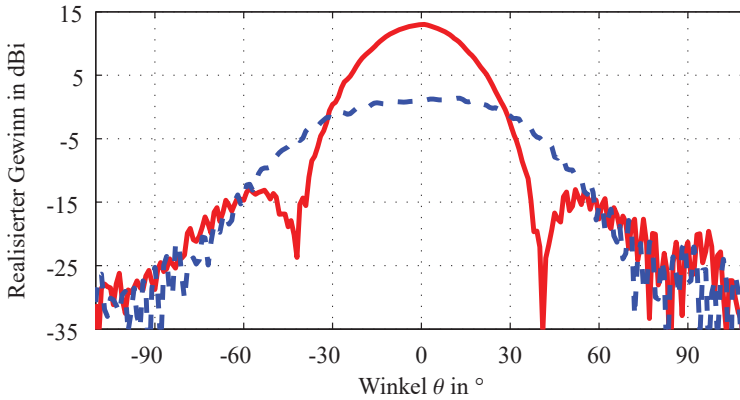


Abbildung 5.37: Gemessenes Richtdiagramm des Horns, welches mit dem Modenkoppler gespeist wird, in RHCP (rot) und LHCP (blau gestrichelt) über Theta bei einem festen Winkel von $\varphi = 0^\circ$ bei 20 GHz

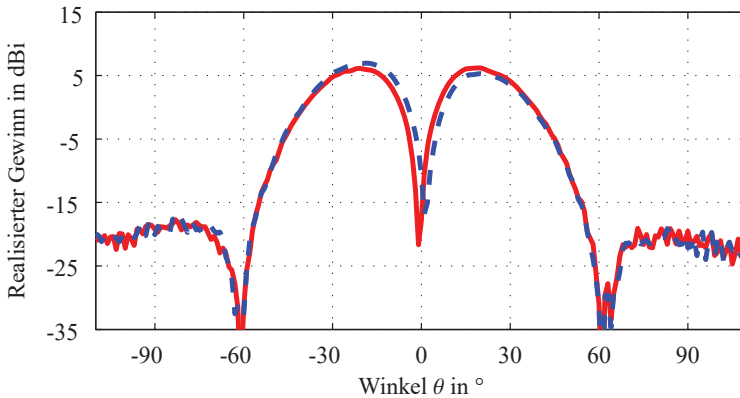


Abbildung 5.38: Gemessenes Richtdiagramm des Horns, welches mit dem Modenkoppler im TM_{01} -Mode gespeist wird, in RHCP (rot) und LHCP (blau gestrichelt) über Theta bei einem festen Winkel von $\varphi = 0^\circ$ bei 20,00 GHz

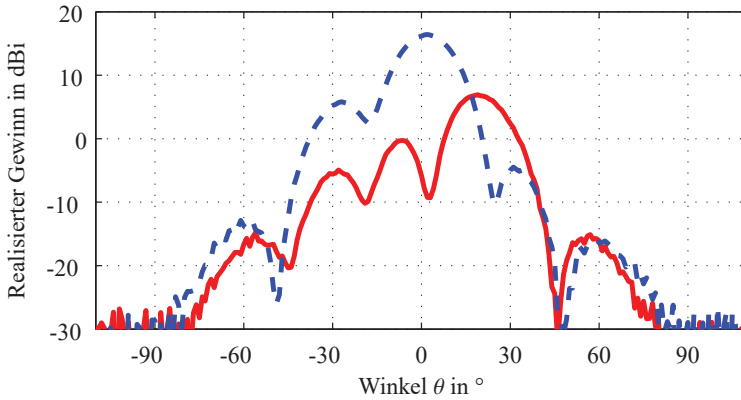


Abbildung 5.39: Gemessenes Richtdiagramm des Horns, welches mit dem Modenkoppler gespeist wird, in RHCP (rot) und LHCP (blau gestrichelt) über Theta bei einem festen Winkel von $\varphi = 90^\circ$ bei 29,75 GHz

Das Diagramm aus Abbildung 5.38 zeigt die Richtcharakteristik für beide zirkuläre Polarisierungen bei Speisung des TM_{01} -Modes. An dieser Stelle zeigt der Koppler ein nahezu identisches Verhalten zum Monoband-Koppler aus Abschnitt 5.3, da für die Anregung dieses Modes ein identischer koaxialer Stift bei gleicher Rundhohlleitergeometrie verwendet wird. Der Unterschied besteht lediglich in einer geänderten Beschaltung der vier Rechteckhohlleiter, welche hierbei allerdings keine Auswirkung hat, da es keine störende Kopplung zwischen dem TM_{01} Mode im Rundhohlleiter und den Rechteckhohlleitern gibt.

Das Richtdiagramm für den Sendefrequenzbereich in Abbildung 5.39 zeigt eine Asymmetrie bezüglich der gewünschten Hauptstrahlrichtung bei $\theta = 0^\circ$ in beiden Polarisierungen. Dieses Verhalten entsteht u.a. durch die Anregung unerwünschter höherer Moden im Rundhohlleiter. Entsprechend der Simulation verteilt sich die am Tor für LHCP zur Verfügung gestellte Leistung bei 30,0 GHz beispielsweise zu 50 % auf den erwünschten TE_{11} -Mode in LHCP, zu 14 % auf den TM_{11} -Mode und zu 1,7 % auf den TE_{21} -Mode. Der übrige Anteil der gespeisten Signalleistung geht für die Abstrahlung durch Fehlanpassung und Verkopplung der Speisetore verloren. Das bedeutet, dass etwa 21 % der abgestrahlten Leistung auf unerwünschte höhere Moden entfallen und dadurch das resultierende Richtdiagramm spürbar beeinflusst wird.

Die frequenzabhängigen Verluste sowie die zugehörige Polarisationsentkopplung für beide Frequenzbereiche sind in den Abbildungen 5.40 und 5.41 dargestellt. Im angestrebten Empfangsfrequenzbereich von 19,7 bis 20,2 GHz liegen die Verluste inklusive

5.4 Modenkoppler für TM_{01} -Monopuls-Nachführung für Sende- und Empfangsbetrieb

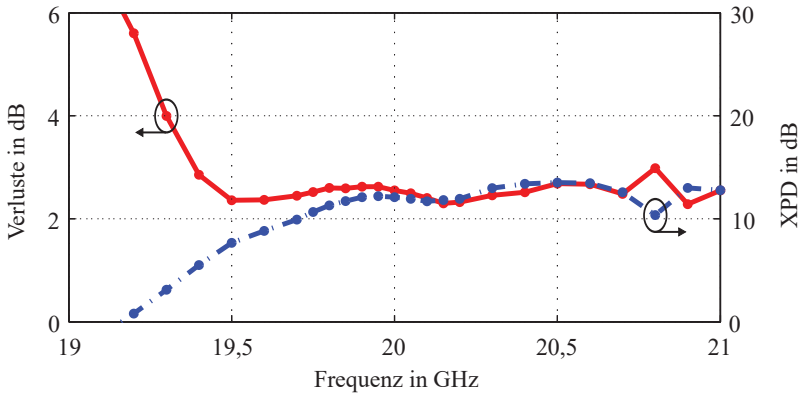


Abbildung 5.40: Gemessene Verluste (rot) und Polarisationsentkopplung XPD für RHCP (blau gestrichelt) der Hornantenne gespeist mit dem Hohlleiterkoppler im Empfangsfrequenzbereich

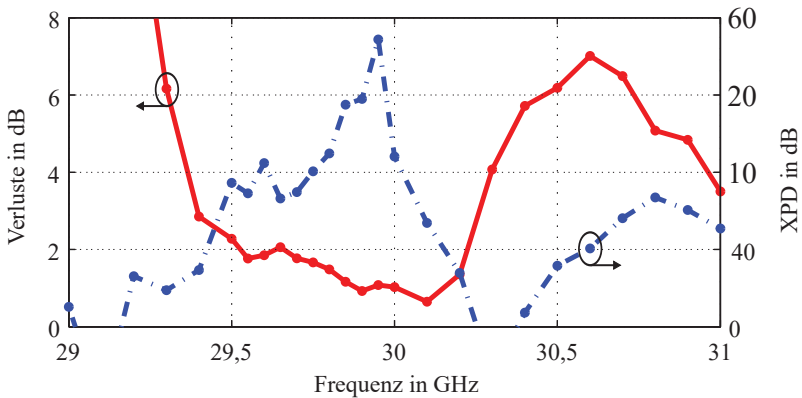


Abbildung 5.41: Gemessene Verluste (rot) und Polarisationsentkopplung XPD für LHCP (blau gestrichelt) der Hornantenne gespeist mit dem Hohlleiterkoppler im Sendefrequenzbereich

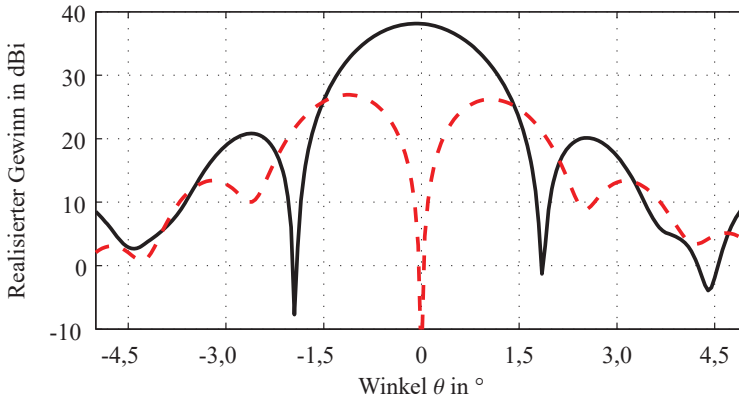


Abbildung 5.42: Gemessene Richtdiagramme der 60 cm Cassegrain-Antenne in LHCP bei 20,1 GHz gespeist mit dem Hohlleiterkoppler für den TE_{11} - (schwarz) und den TM_{01} -Mode (rot gestrichelt)

Anpassungsverluste und Verluste durch Verkopplung der Speisetore bei maximal 2,4 dB und damit höher als in der Simulation mit maximal 0,7 dB. Diese etwas höheren Werte lassen sich durch Messunsicherheiten bei der Ermittlung der Verluste durch Vergleich von Direktivität und Gewinn der gemessenen Antenne wie auch durch Verluste innerhalb des Kopplers, welche bei der Simulation nicht berücksichtigt wurden, erklären. Die Polarisationsentkopplung liegt hierbei zwischen 10 und 12 dB und ist damit vergleichsweise gering. Eine mögliche Ursache besteht hierfür im unsymmetrischen Aufbau des Übergangs zwischen Rechteckhohlleiter und Rundhohlleiter. Die Speisung des TE_{11} -Modes über zwei gegenüberliegende Rechteckhohlleiter wie beim Koppler aus Abschnitt 5.3 ermöglicht eine höhere Polarisationsentkopplung.

Im Sendefrequenzbereich von 29,5 bis 30 GHz liegen die ermittelten Verluste bei weniger als 2,3 dB und sind damit teilweise niedriger als durch die Simulation berechnet. Neben Fehlerquellen wie zuvor in Bezug auf den Empfangsfrequenzbereich genannt, werden hier höhere Moden im Rundhohlleiter relevant, welche bei der Speisung des Grundmodes in zirkularer Polarisation angeregt und auch abgestrahlt werden. Bei der Berechnung der Direktivität und auch bei der Ermittlung des Gewinns werden diese höheren Moden mit einbezogen, sodass diese nicht als verlorene Leistungsanteile gewertet werden. Bei der Simulation hingegen wird nur der Leistungsanteil bewertet, der im Rundhohlleiter in den TE_{11} -Mode in zirkularer Polarisation eingekoppelt wird. Dadurch erscheinen die Verluste hier zum Teil geringer als durch die Simulation vorhergesagt. Die Polarisationsentkopplung liegt in diesem Frequenzbereich zwischen 16,6 und über

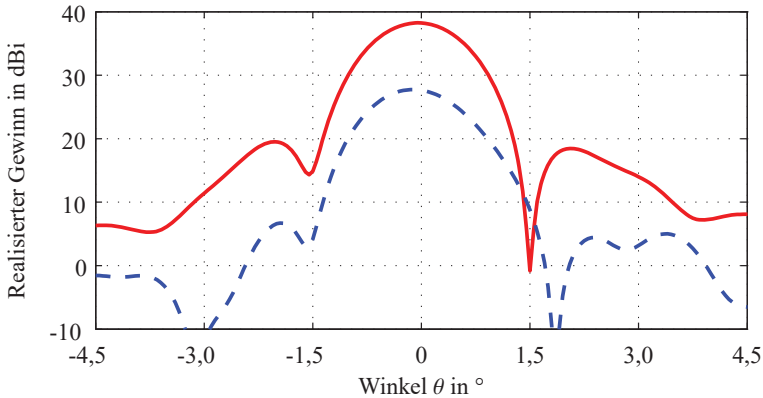


Abbildung 5.43: Gemessene Richtdiagramme der 60 cm Cassegrain-Antenne in RHCP (rot) und LHCP (blau gestrichelt) bei 29,8 GHz gespeist mit dem Hohlleiterkoppler

30 dB und ist damit höher als im Empfangsfrequenzbereich. Die Anregung der höheren Moden TM_{11} und TE_{21} hat auf diesen Wert kaum einen Einfluss, da die Richtdiagramme bei Speisung mit diesen Moden wenig bzw. keinen Einfluss auf die Hauptstrahlrichtung des TE_{11} -Modes haben. Die XPD im Diagramm ist allerdings der Wert für genau diese Richtung.

Die hier vorgestellte Speisekette ist für die Verwendung mit der Cassegrain-Antenne aus Abbildung 3.5 in Kapitel 3.1.3 vorgesehen. Die resultierenden Richtdiagramme für den Empfangsfrequenzbereich sind in Abbildung 5.42 beispielhaft als Schnitte dargestellt. Bei der Speisung des TE_{11} -Modes in LHCP ergibt sich ein realisierter Gewinn in Hauptstrahlrichtung von 38,1 dBi mit einem Abstand zur ersten Nebenkeule von 17,3 dB. Über den gesamten angestrebten Empfangsfrequenzbereich von 19,7 bis 20,2 GHz erreicht die Antenne eine Polarisationsreinheit in Hauptstrahlrichtung von 10,7 bis 14,9 dB und bietet damit weiteres Potential zur Verbesserung.

Für die Speisung mit dem TM_{01} -Mode entsteht das Richtdiagramm mit der charakteristischen Nullstelle in der Richtung der Hauptkeule des vorher beschriebenen Diagramms. Der realisierte Gewinn in LHCP liegt hier bei 26,9 dBi, wobei der Gewinn bei Auswertung von linearer Polarisation, welche der TM_{11} -Mode erzeugt, um 3 dB höher liegt.

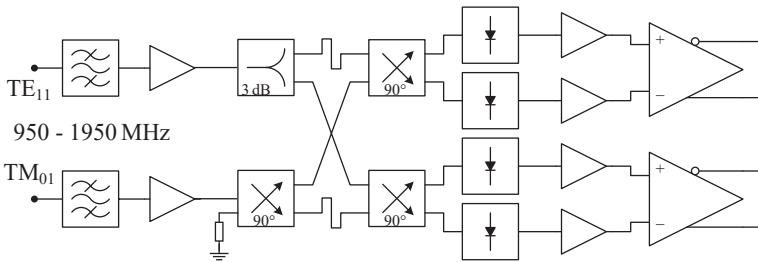


Abbildung 5.44: Blockschaltbild des Phasendiskriminators, welcher zur Generierung des Nachführvektors im TM_{01} -Monopuls-System verwendet wird

Der Gewinn beidseitig der Nullstelle nimmt geringfügig unterschiedliche Werte an und auch die Nullstelle liegt etwa $0,1^\circ$ neben der Hauptstrahlrichtung bei Speisung des TE_{11} -Modes. Diese Asymmetrien entstehen einerseits durch mechanische Toleranzen bei der Montage der Antennenkomponenten als auch durch eine unerwünschte, geringfügige Anregung des TE_{11} -Modes bei der Speisung des TM_{01} -Modes.

Das Richtdiagramm für den Sendefrequenzbereich ist in Abbildung 5.43 für die beiden zirkular polarisierten Komponenten des realisierten Gewinns als exemplarischer Schnitt dargestellt. Für RHCP ergibt sich hier ein Gewinn von 38,3 dBi bei einem Nebenkeulenabstand von 18,8 dB. Die Polarisationsreinheit bei der hier dargestellten Frequenz beträgt etwa 10,7 dB, während über den gesamten angestrebten Sendefrequenzbereich von 29,5 bis 30 GHz Werte zwischen 8,2 und 29,3 dB erreicht werden. Insbesondere der minimale Wert der XPD bei dieser Antenne verlangt eine weitere Optimierung des Multimode-Monopuls-Kopplers.

5.5 Generierung des Fehlervektors

Damit die Antenne zur Schätzung der Satellitenrichtung verwendet werden kann, müssen die Signale aus den beiden Empfangspfaden bestehend aus der Anregung zirkularer Polarisation sowie des TM_{01} -Modes ausgewertet werden. Für die Generierung der Fehlersignale wird bei dem hier beschriebenen Demonstrator ein analoger Phasendiskriminator für die Zwischenfrequenzebene im L-Band verwendet. Die Auswertung könnte grundsätzlich auch in der HF-Ebene bei 20 GHz durchgeführt werden, allerdings wäre hierbei der schaltungstechnische Aufwand für die Realisierung eines Phasendiskriminators höher als im Bereich der Zwischenfrequenz. Bei einer Auswertung im L-Band muss die Frequenzumsetzung frequenzsynchon erfolgen, damit die Phasenrelation zwischen den beiden Empfangssignalen konstant für eine feste Abweichung von der Quellrichtung bleibt. Diese Bedingung lässt sich beispielsweise durch die Nutzung eines gemeinsamen Lokaloszillators für die Mischer der beiden Pfade im Empfänger realisieren.

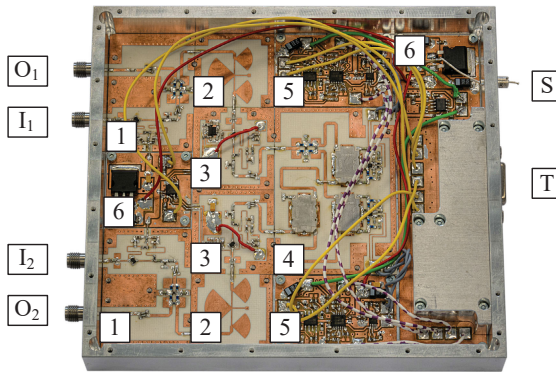


Abbildung 5.45: Foto des Phasendiskriminators, welcher zur Generierung des Nachführvektors im TM_{01} -Monopuls-System verwendet wird

5.5.1 Aufbau des Phasendiskriminators

Abbildung 5.44 zeigt das Blockschaltbild des Phasendiskriminators, welcher im Kern aus einem „Balanced Mixer“ [8, S. 646ff.] besteht. Dieser Mischer erzeugt zum einen ein direktes Mischprodukt der beiden Signale und zum anderen ein Mischprodukt bei dem das TM_{01} Signal um 90° verzögert wurde. Die Ausgangssignale, welche zwei linear orthogonalen Komponenten des Fehlervektors entsprechen, werden von der Schaltung jeweils als differenzielle Spannungen ausgegeben und können vom Regler des Antennenpositionierers für die Antennennachführung verwendet werden.

Der realisierte Aufbau des Phasendiskriminators ist als Foto in Abbildung 5.45 zu sehen. Das Modul ist so aufgebaut, dass die beiden Empfangssignale jeweils ungedämpft an die Indoor Unit weitergeleitet werden können. Die Baugruppen „1“ bestehen jeweils aus einem Verstärker und einem Leistungsteiler, welcher die Signale, die über die Eingänge „ I_1 “ und „ I_2 “ der Schaltung zugeführt werden, zum einen an die Ausgänge „ O_1 “ und „ O_2 “ weiterleitet und zum anderen einen Teil der Signale dem eigentlichen Phasendiskriminator zur Verfügung stellt. Die im L-Band Bandpass („2“) gefilterten Signale werden verstärkt („3“) und anschließend im IQ-Mischer „4“ miteinander multipliziert. Modul „5“ ist der Differenzverstärker, welcher die Fehlersignale am Ausgang „T“ bereitstellt. Die Spannungsversorgung wird über entsprechende Spannungsregler in den Modulen „6“ zur Verfügung gestellt. Über den Anschluss „S“ wird die Versorgungsspannung zugeführt.

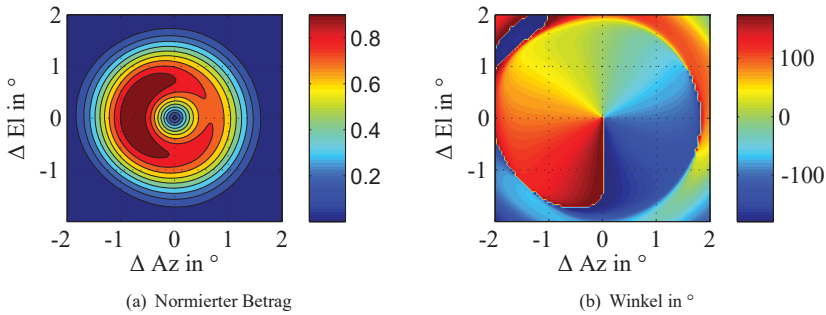


Abbildung 5.46: Normierter Betrag und Winkel des Nachführvektors ermittelt durch Berechnung aus den gemessenen Richtdiagrammen über die Abweichungen in Azimut und Elevation relativ zur Ausrichtung, welche der Fehlervektor als optimale Richtung erkennen lässt bei einer Quelle, die zirkular polarisierte elektromagnetische Wellen aussendet

Die Ausgangssignale, welche der Phasendiskriminator erzeugt, werden als differenzielle Spannungen mit einem Offset von 2,5 V ausgegeben, um eine Versorgung der Schaltung mit einer negativen Betriebsspannung zu vermeiden. Die Differenzspannungen können Werte von -5..5 V annehmen und besitzen eine 3 dB Bandbreite von etwa 1,2 kHz. Ein weiteres für den Regelkreis zur Antennennachführung relevantes Maß ist die Totzeit, welche bei der Generierung der Fehlersignale entsteht. Zur Messung dieser Verzögerung wurde am Eingang „I₁“ ein konstantes Sinussignal und an „I₂“ ein gepulstes HF-Signal angelegt. Die Zeitdifferenz zwischen den Flanken der HF-Pulse und der Rechteck-Signale am Ausgang des Phasendiskriminators beträgt etwa 500 μ s und muss bei der Dimensionierung des Regelkreises berücksichtigt werden.

5.5.2 Messung des Fehlervektors

Der Fehlervektor, welcher von einem Multimode-Monopuls-System erzeugt wird, lässt sich zum einen aus den verwendeten Richtdiagrammen berechnen, zum anderen kann man den vom Phasendiskriminator erzeugten Fehlervektor direkt messen. Für das hier vorgestellte Antennensystem wurden beide Analysemethoden durchgeführt, wobei die Messung an der Fraunhofer Versuchsanlage FORTE [63] durchgeführt wurde. Abbildung 5.46 zeigt die Amplitude und den Winkel des Fehlervektors als Diagramm über Azimut und Elevation relativ zu der Ausrichtung, welche der Fehlervektor als optimale Richtung identifiziert und welche der Richtung der Nullstelle im Richtdiagramm des TM_{01} -Modes entspricht. Dabei werden die komplexen Richtdiagramme, die durch die

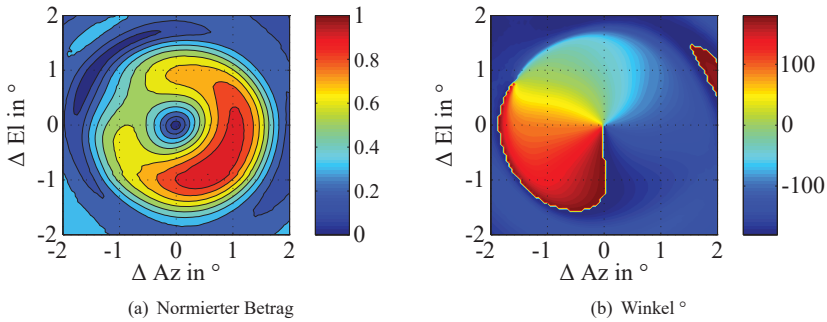


Abbildung 5.47: Gemessener normierter Betrag und Winkel des Nachführvektors generiert mittels des diskreten Phasendiskriminators des TM_{01} Nachführsystems über die Abweichungen in Azimut und Elevation relativ zur Ausrichtung, welche der Fehlervektor als optimale Richtung erkennen lässt bei einer Quelle, welche zirkular polarisierte elektromagnetische Wellen aussendet

Antenne unter Verwendung des TE_{11} - und TM_{01} -Modes erzeugt werden, verwendet, um den Fehlervektor zu bestimmen. Die Berechnung geht dabei von einer Quelle aus, in deren Richtung die Antenne ausgerichtet ist, welche ein monofrequentes Sinussignal mit perfekter zirkularer Polarisation aussendet. Aus den beiden gemessenen Richtdiagrammen lassen sich die Amplituden- und Phasenrelationen der beiden Empfangssignale zueinander ermitteln und somit auch der Fehlervektor gemäß Formel 4.5 berechnen.

Die Berechnung der Fehlersignale aus den Richtdiagrammen geht von einem idealen Phasendiskriminator aus und entspricht dem Verhalten eines Phasendiskriminators, welcher in der digitalen Ebene des Empfängers implementiert ist. Verwendet man einen analogen Phasendiskriminator, welcher aus nicht idealen Komponenten besteht, wird diese Auswerteschaltung den ermittelten Fehlervektor aufgrund von Nichtlinearitäten verfälschen. Abbildung 5.47 zeigt den gemessenen Fehlervektor in vergleichbarer Weise zu Abbildung 5.46. Der äußere Detektionsbereich entspricht bei der hier verwendeten Antenne einem Kreis von etwa 3° Durchmesser, ähnlich wie auch beim berechneten Fehlervektor. Im Fall der Messung ist eine etwas stärkere Asymmetrie in der Amplitude des Fehlervektors zu erkennen. Dieses Verhalten ist auf ungleiche Offsetspannungen der Detektordioden im analogen Phasendiskriminator zurückzuführen.

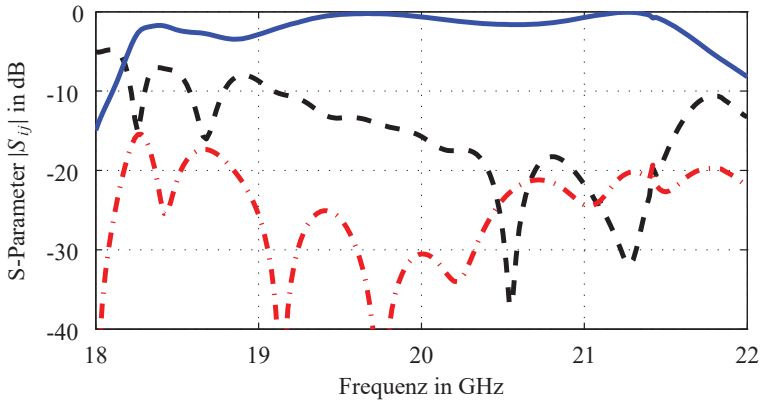


Abbildung 5.48: Simulation der Anpassung des Kopplers mit symmetrischem Speisetzwerk am E-Tor des WR42 Magic-Tee (schwarz gestrichelt) und Transmissionen zu LHCP (blau durchgezogen) und RHCP (rot gestrichelt) im Rundhohlleiter des Modenkopplers im Empfangsfrequenzband

Die Frage danach, ob eine digitale oder eine analoge Auswertung der Fehlersignale besser ist, kann an dieser Stelle nicht endgültig geklärt werden. Generell hat die analoge Variante den Vorteil sehr geringer Totzeiten, welche für die Regelung des Positionierers wichtig sein können. Der hier beschriebene Phasendiskriminator erzeugt eine Totzeit von weniger als $500 \mu\text{s}$. Die digitale Auswertung bringt den Vorteil mit sich, keine Abstimmung des Phasendiskriminators vornehmen zu müssen. Dafür können bei dieser Methode störende Totzeiten durch die Digitalisierung hinzukommen. Auch muss dabei der komplette Empfangspfad bis zur Digitalisierung der Empfangssignale doppelt und frequenzsynchron ausgeführt werden, wodurch ein nennenswerter schaltungstechnischer Aufwand entsteht. Welche der beiden Varianten letztlich zum Einsatz kommt, hängt somit von den Anforderungen der Anwendung ab.

5.6 Bewertung und Ausblick zum vorgestellten Koppler

Die hier beschriebene Speisestruktur für nachführbare Ka-Band Reflektorantennen zeigt sowohl in Simulation als auch in Messungen, dass eine kompakte Struktur zur Anregung der hier benötigten Hohlleitermoden im Rundhohlleiter in den beiden Frequenzbereichen um 20 und 30 GHz realisiert werden kann. Die Messergebnisse zeigen für den konkreten Aufbau einen vergleichsweise schmalbandigen Funktionsbereich, welcher für

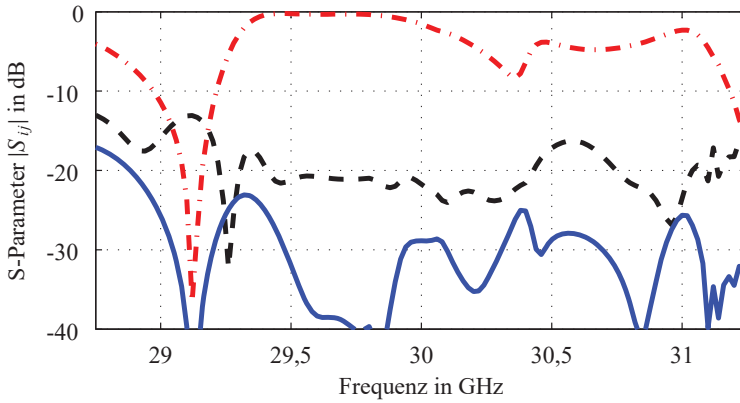


Abbildung 5.49: Anpassung des Kopplers mit symmetrischem Speisernetzwerk am H-Tor des WR28 Magic-Tee (schwarz gestrichelt) und Transmissionen zu LHCP (blau durchgezogen) und RHCP (rot gestrichelt) im Rundhohlleiter des Modenkopplers im Sendefrequenzband

die Anwendung kritisch sein kann. An dieser Stelle besteht weiterhin Untersuchungspotential, um die Funktion des Kopplers für größere Frequenzbereiche zu realisieren. Ein Ansatzpunkt zur Verbesserung des Kopplers ist, die Verkopplung der beiden Rechteckhohlleiteranschlüsse am Koppler, welche durch die asymmetrische Speisung der beiden linearen Polarisationen verursacht wird, zu reduzieren. Diese Verkopplung lässt sich entweder durch ein Anpass- und Entkoppelnetzwerk [64] oder durch die symmetrische Speisung der beiden linearen Polarisationen deutlich verringern, wodurch eine unabhängige Anregung der beiden linearen Polarisationen zur Generierung zirkularer Polarisation möglich wird. Für die symmetrische Speisung würden insgesamt vier Diplexer an allen vier WR42 Anschlüssen des Kopplers angebracht und durch entsprechende Netzwerke auf beiden Frequenzebenen miteinander verbunden, was zu einer größeren Herausforderung bei der Minimierung der Baugröße führt. Die Abbildungen 5.48 und 5.49 zeigen die simulierten Streuparameter des Kopplers bei einer symmetrischen Speisung der beiden zugrundeliegenden linearen Polarisationen. Hierbei wurden Leitungslängen zwischen den Diplexern und den Magic-Tee Kopplern nicht berücksichtigt, da diese von der Konstruktion und der Herstellungstechnologie abhängen. Das so aufgebaute Speisesystem besitzt eine deutlich höhere Bandbreite der gewünschten Funktionalität. Die

Bandbreite, in welcher die Transmission größer als -0,5 dB ist, liegt in beiden Frequenzbereichen bei etwa 0,5 GHz bei einer Anpassung von besser als -13 dB um 20 GHz und -20 dB im Sendefrequenzband. In beiden angestrebten Frequenzbereichen werden dabei Polarisationsentkopplungen von mehr als 30 dB erzielt.

Darüber hinaus ist auch eine weitere Verringerung des benötigten Bauraums und damit auch des Gewichts denkbar. Auch alternative Fertigungsmethoden für die Hohlleiterstrukturen können zu einer kompakteren und leichteren Realisierung beitragen, welche insbesondere für mobile Antennen relevant ist.

6 Streifenleitungsbasierter Koppler für TM_{01} -Monopuls-Nachführung

Eine alternative Möglichkeit, verschiedene Moden im Rundhohlleiter anzuregen, ist die Speisung über Streifenleitungen auf Hochfrequenz-geeigneten Substratmaterialien, welche Feldsonden im Hohlleiter speisen. Diese Übergänge zwischen streifenleitungsbasierter Signalführung und Hohlleiter-Wellenausbreitung können sehr kompakt realisiert werden und bieten die Möglichkeit, den Sendeempfänger mit den Koppelstrukturen auf einem gemeinsamen Substrat aufzubauen. Dadurch lässt sich die Umsetztechnik sehr nah an die Speisestruktur bringen, wodurch Verluste gering gehalten werden können. Darüber hinaus sind derartige Strukturen besonders leicht und somit gut für mobile Antennen geeignet. Durch die Verwendung von Substratmaterialien sind etwas größere Verluste in den Koppelstrukturen als bei reinen Hohlleiternetzwerken zu erwarten, welche aber vor dem Hintergrund der wesentlich einfacheren Herstellung im Vergleich zu Hohlleitern vertretbar bleiben. In diesem Kapitel werden der Entwurf, die Realisierung und die Simulation bzw. Messung von solchen Koppelstrukturen dargestellt. Die Übergänge von Koplanarleitung mit Massebezug zu Hohlleiter-Wellenausbreitung basieren hierbei auf dem Substratmaterial RO4003C™ ($\epsilon_r = 3,38$, $\tan \delta = 0,0027$ bei 10 GHz) von ROGERS CORPORATION [65]. Dieses Substrat bietet gute Hochfrequenzeigenschaften und ist mit Standard-Prozessen strukturierbar, wodurch die Herstellungskosten gering gehalten werden können. Die Prinzipien der Speisestrukturen sind damit grundsätzlich nachweisbar, sind geringere Verluste von Bedeutung können die Übergänge prinzipiell auch für andere Substratmaterialien skaliert werden.

Zur Demonstration dieser Technologie soll an dieser Stelle eine Speisekette zur Anregung des TM_{01} -Moden zur Nachführung und TE_{11} -Moden zur Kommunikation beschrieben werden. Neben dem Modenkoppler besteht die Kette aus einem Rillenhorn, welches auf einer Beispielrealisierung für den Frequenzbereich von 26,5 bis 40 GHz [66] basiert und für die Verwendung im Ka-Band skaliert und angepasst wurde. Dabei wurden die Abmessungen der Rillen sowie die Aperturgröße und der Hohlleiterdurchmesser auf die Anforderungen zur Verwendung für das Antennenterminal aus Kapitel 5 abgestimmt. Die Speisekette kann direkt mit der Antenne aus Kapitel 5 im Austausch gegen den Hohlleiter-basierten Koppler und dem zugehörigen Speisehorn verwendet werden, ohne die Parabolantenne oder die Umsetztechnik wesentlich zu modifizieren. Nach der Darstellung des Aufbaus werden Simulations- sowie Messergebnisse bereitgestellt und diskutiert.

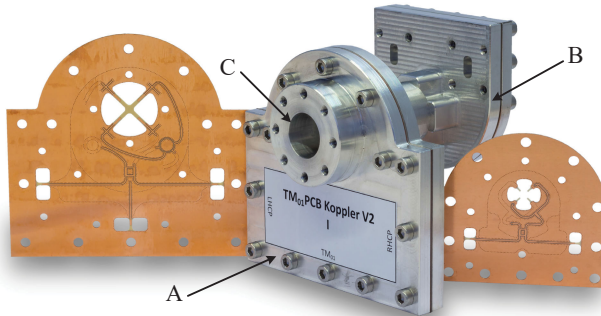


Abbildung 6.1: Dieses freigestellte Foto zeigt den Koppler für TM_{01} -Multimode-Monopuls-Nachführung basierend auf Übergängen zwischen Koplanarleitungen und Rundhohlleiter bestehend aus dem Speisemodul für 20 GHz im TE_{11} und TM_{01} (A) Mode sowie dem Modul für 30 GHz (B) und einem 14 mm Rundhohlleiter (C) zum Anschluss an die Antenne. Zusätzlich sind die Platinen abgebildet, welche in den beiden Modulen zum Einsatz kommen.

6.1 Aufbau und Simulation der Koppelstruktur

Die Speisung der verschiedenen Moden in verschiedenen Frequenzbereichen erfolgt in einem modular zusammengesetzten Koppler. Abbildung 6.1 zeigt ein Foto des Kopplers mit einem Modul zur Anregung des TE_{11} - und TM_{01} -Modes im Empfangsfrequenzbereich und einem Element, welches zur Speisung des TE_{11} -Modes im Sendefrequenzbereich dient. Beide Module besitzen einen Schichtaufbau bestehend aus einer zweilagigen Rogers-Platine und je zwei gefrästen Aluminiumdeckeln zur Abschirmung, welche zusätzlich noch Rundhohlleiter zur Verbindung der beiden Elemente miteinander beziehungsweise des Kopplers mit der Antenne beinhalten. Dieser Schichtaufbau wird in Abbildung 6.2 verdeutlicht. Die Leiterplatten tragen passive HF-Strukturen wie Koplanarleitungen und verschiedene Hybridkoppler, welche die Übergänge zum jeweiligen Rundhohlleiter speisen. An die Umsetztechnik kann der Koppler zunächst zur Demonstration über Rechteckhohlleiter angeschlossen werden, weshalb zusätzlich Übergänge von Koplanarleitung zu Rechteckhohlleiter zum Einsatz kommen.

Die Simulation dieses Kopplers basiert ebenfalls auf der EM-Simulation einzelner Teilkomponenten, welche in einem Netzwerk als S-Parameter-Blöcke verwendet und miteinander verbunden werden. Abbildung 6.3 zeigt das CAD-Modell des Übergangs zwischen Koplanarleitungen und Rundhohlleiter für den Sendefrequenzbereich um 30 GHz. Der Übergang besteht aus vier Feldsonden, welche sich paarweise gegenüberstehen und im Versatz von 90° zueinander angeordnet sind. Jede dieser Feldsonden wird von einer Koplanarleitung gespeist, welche im Simulationsmodell wie auch der

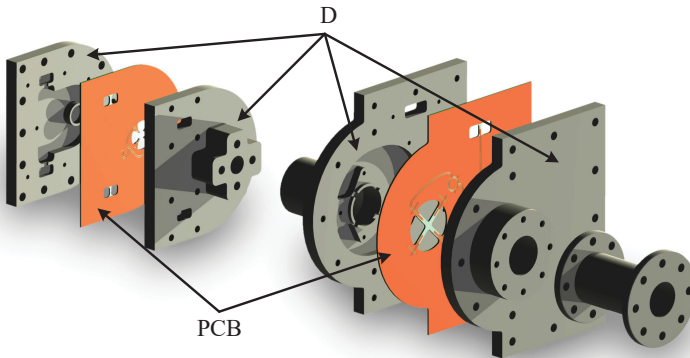


Abbildung 6.2: Computer-Modell als Explosionsdarstellung des PCB-basierten TM_{01} -Modenkopplers bestehend aus vier Abschirmdeckeln (D) und zwei Platinen (PCB)

Rundhohlleiter mit einem Wellen-Port abgeschlossen sind. Die genauen Abmessungen des Kopplers können der Tabelle 6.1 entnommen werden. Die Ergebnisse für die Streuparameter dieses Teilmodells sind in Abbildung 6.4 zu sehen. Hierbei ist beispielhaft die Anpassung des Rundhohlleiters für den vertikal polarisierten TE_{11} -Mode sowie die Transmission zu den Anschlüssen der beiden wirksamen Feldsonden (die obere und untere Feldsonde in Abbildung 6.3) zu sehen. Da sich die Signalleistung jeweils zur Hälfte

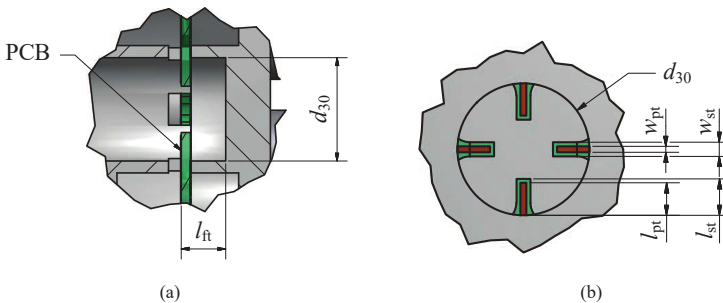


Abbildung 6.3: CAD-Modell des Übergangs zwischen Koplanarleitungen und einem 6,5 mm-Rundhohlleiter (grau) mit vier Feldsonden (Substratmaterial grün, Kupfer-Strukturen braun) zur Anregung des TE_{11} -Modes bei 30 GHz als Längs- (a) und Querschnitt (b)

Tabelle 6.1: Abmessungen des TE_{11} Kopplers für 30 GHz.

Parameter	Wert in mm	Parameter	Wert in mm
d_{30}	6,50	l_{ft}	2,80
w_{pt}	0,29	l_{pt}	1,60
w_{st}	0,69	l_{st}	1,80

auf die beiden Anschlüsse aufteilt, liegt die Transmission hier über einem breiten Frequenzbereich bei -3 dB, während die Anpassung im Bereich von 29,5 bis 34,8 GHz besser als -20 dB ausfällt.

Durch die gegensätzliche Orientierung der Feldsonden-Paare unterscheidet sich die Phase der Transmission stets um 180° , weshalb die Speisung der Feldsonden über 180° Leistungsteiler erfolgt. Abbildung 6.5 zeigt das Speisernetzwerk als Blockschaltbild mit allen relevanten Komponenten. Für die Generierung dualer zirkularer Polarisation werden die beiden Speisepfade für lineare Polarisation über einen 90° -Hybrid zusammengefasst. Zur Anbindung des Demonstrators an die Umsetztechnik werden Übergänge von Koplanarleitung auf WR28 Hohlleiter eingesetzt. Das CST Simulationsmodell

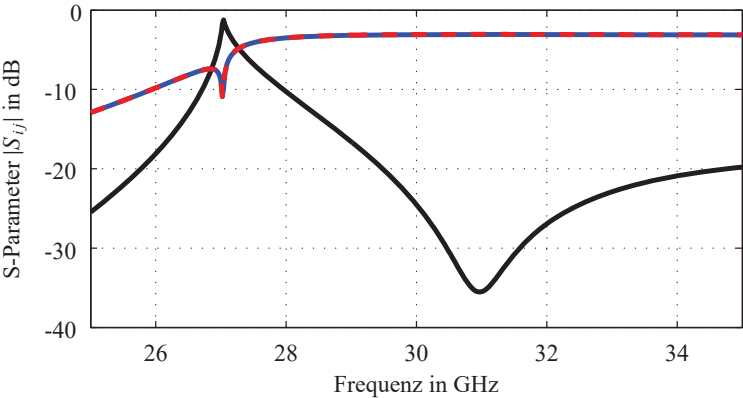


Abbildung 6.4: S-Parameter des Übergangs mit Anpassung des Rundhohlleiters im vertikal polarisierten TE_{11} -Mode (schwarz) und Transmission zu den Koplanaranschlüssen der beiden wirksamen Feldsonden (rot gestrichelt und blau)

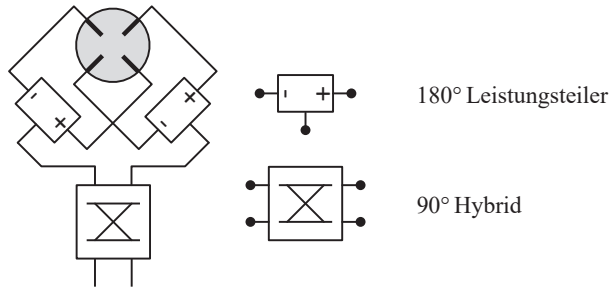


Abbildung 6.5: Blockschaltbild der Speisung der vier Feldsonden zur Anregung des TE_{11} -Modes bei 30 GHz

beinhaltet den Rundhohlleiter-Koppler sowie verschiedene Leitungselemente wie Leistungsteiler, Durchkontaktierungen, eine Hybridkoppler und die Übergänge auf Rechteckhohlleiter, welche separat simuliert und in einer Block-Simulation miteinander kombiniert wurden. Darüber hinaus werden in diesem Modell die Leitungslängen, welche im realisierten Entwurf des Speisernetzwerks enthalten sind, durch ideale Leitungen mit

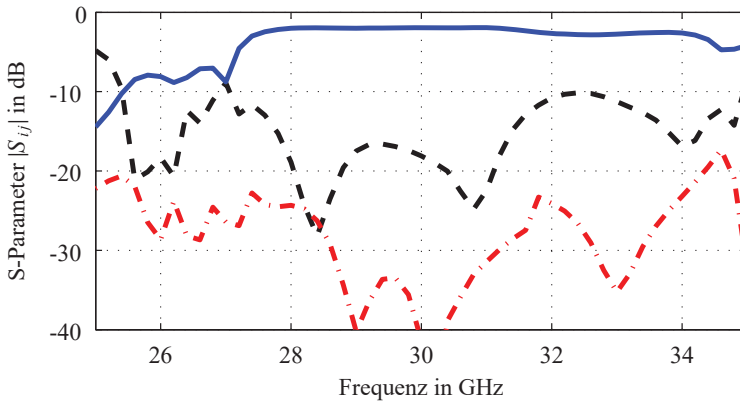


Abbildung 6.6: S-Parameter des Übergangs mit Anpassung des Rechteckhohlleiter-Anschlusses für LHCP (schwarz gestrichelt) und Transmissionen zu LHCP (blau) und RHCP (rot gestrichelt) im Rundhohlleiter im TE_{11} -Mode

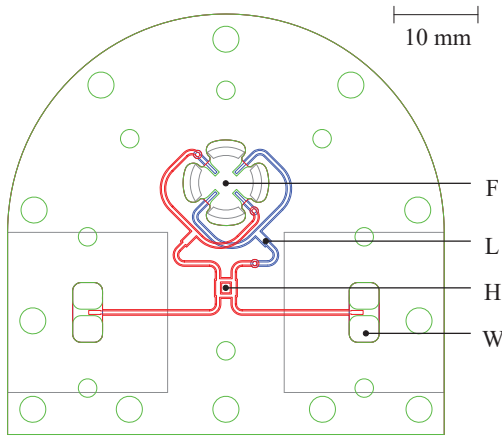


Abbildung 6.7: Layout der Leiterkarte mit den Strukturen zur Speisung des TE_{11} -Modus bei 30 GHz mit den Konturen der WR28 Hohlleiterflansche und des Rundhohlleiters (grün) und der beiden metallisierten Lagen auf Vorder- (blau) und Rückseite (rot) sowie Markierungen wichtiger Komponenten, welche im Text genauer erklärt werden

gleicher Länge ersetzt. Die Ergebnisse dieser Simulation sind in Abbildung 6.6 beispielhaft für die Anregung von LHCP dargestellt. Das Diagramm zeigt einerseits die Anpassung des Rechteckhohlleiteranschlusses für die Speisung von LHCP und andererseits die Transmissionen zu LHCP und RHCP im Rundhohlleiter. Im Frequenzbereich von 27,8 bis 31,4 GHz ist der Koppler mit mindestens -15 dB angepasst und besitzt eine Einfügedämpfung für die Anregung von LHCP von weniger als 2,1 dB. Die Polarisationsentkopplung beträgt in diesem Frequenzbereich mehr als 22 dB. Im angestrebten Frequenzbereich von 29,5 bis 30 GHz liegt die XPD mit mindestens 31 dB noch etwas höher.

Das Speisennetzwerk für die Feldsonden wurde auf Basis einer zweilagigen Rogers RO4003C™ Platine erstellt. Hierbei sind zwei beidseitig metallisierte Lagen RO4003C™ mit einer Höhe von 0,203 mm mittels einer Lage Prepreg RO4450F™ mit einer Höhe von 0,101 mm als Stapel miteinander verbunden. Als Signalleitungen kommen hier Kopplanleitungen mit Massebezug zum Einsatz. In Abbildung 6.7 ist das Layout der Leiterkarte mit den Konturen des Substrates, der Hohlleiter und der Kopplanleitungen für beide Seiten dargestellt. Die Feldsonden zur Anregung des TE_{11} -Modus im Rundhohlleiter sind mit „F“ gekennzeichnet. Sie liegen auf freigestellten Stegen der Platine und ragen in den Rundhohlleiter hinein. Jeweils gegenüberliegende Feldsonden

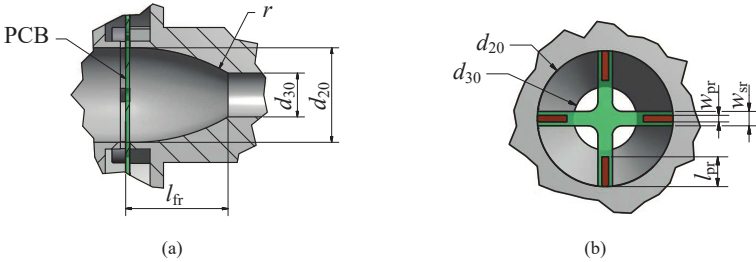


Abbildung 6.8: CAD-Modell des Übergangs zwischen Koplanarleitungen und dem 14 mm-Rundhohlleiter mit vier Feldsonden zur Anregung des TE_{11} - und des TM_{01} -Modes bei 20 GHz inklusive des Übergangs zwischen 6,5 mm und 14 mm-Rundhohlleiter als Längs- (a) und Querschnitt (b)

werden über Leistungsteiler „L“, welche die Speisesignale gegenphasig aufteilen, gespeist. Die Leistungsteiler sind als T-Segmente mit einer Anpassung über einen Viertelwellentransformator ausgeführt und der Phasenversatz wird über eine Längendifferenz der Speiseleitungen realisiert. Die beiden Pfade zur Speisung jeweils gegenüberliegenden Feldsonden dienen der Anregung von zwei orthogonalen linearen Polarisierungen und werden über den 90° Hybridkoppler „H“ zusammengeführt, um beide zirkuläre Polarisierungen anregen zu können. Die Übergänge zu WR28 Rechteckhohlleitern „W“ dienen der Verbindung zur kommerziellen Umsetztechnik, welche im Versuchsaufbau verwendet wird.

Das Modul für den Empfangsfrequenzbereich wird direkt an das Sendefrequenzbereichsmodul angeschlossen und besteht aus einem Übergang zwischen dem für 30 GHz verwendeten 6,5 mm Rundhohlleiter und dem für 20 GHz benötigten 14 mm Rundhohlleiter. Darüber hinaus beinhaltet diese Koppelstruktur ebenfalls PCB-basierte Strukturen zur Anregung der benötigten Moden im Rundhohlleiter. Der Aufbau dieses Moduls ist in Abbildung 6.8 dargestellt mit einem Längs- und einem Querschnitt der Struktur. Die Abmessungen für dieses Segment sind in Tabelle 6.2 aufgelistet. Der Übergang zwischen den beiden Rundhohlleitern ist hierbei als Aufweitung mit dem Radius r ausgeführt, wodurch die Anregung des TM_{11} -Modes im Sendefrequenzbereich minimiert wird. Die

Tabelle 6.2: Abmessungen des TE_{11} / TM_{01} Kopplers für 20 GHz.

Parameter	Wert in mm	Parameter	Wert in mm
d_{20}	14,0	l_{pr}	3,06
r	27,5	w_{pr}	0,69
l_{fr}	15,2	w_{sr}	1,50

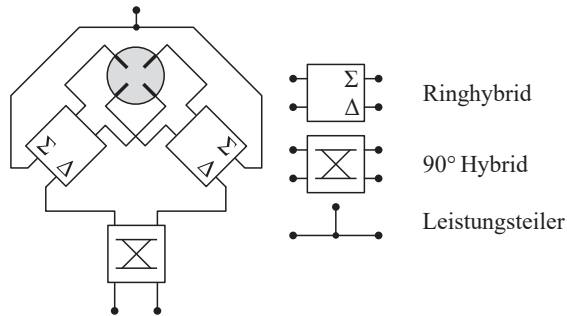


Abbildung 6.9: Blockschaltbild der Speisung der vier Feldsonden zur Anregung des TE_{11} - und des TM_{01} -Modes bei 20 GHz

Anregung des TE_{11} -Modes erfolgt auch hier über vier Feldsonden, welche paarweise gegenüberliegend und im Versatz von 90° zueinander angeordnet sind. Bei gegenphasiger Anregung gegenüberliegender Sonden kann der TE_{11} -Mode in zwei orthogonalen linearen Polarisierungen angeregt und zu zirkularer Polarisation kombiniert werden. Bei einer gleichphasigen Anregung aller vier Feldsonden wird der TM_{01} -Mode angeregt, welcher

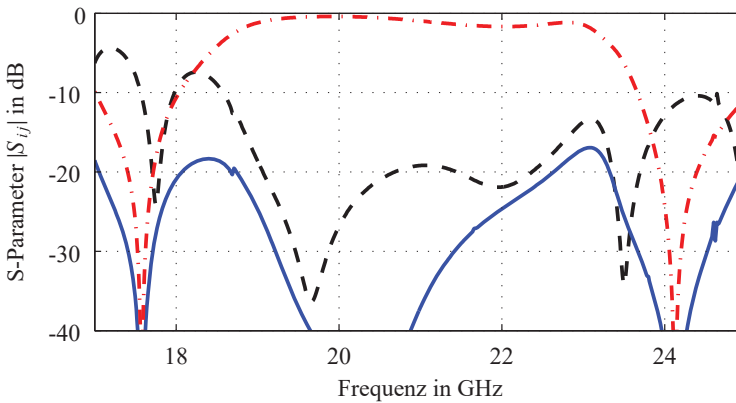


Abbildung 6.10: S-Parameter des Übergangs für 20 GHz mit Anpassung des Rechteckhohlleiter-Anschlusses für RHCP (schwarz gestrichelt) und Transmissionen zu LHCP (blau) und RHCP (rot gestrichelt) im Rundhohlleiter mit TE_{11} -Mode

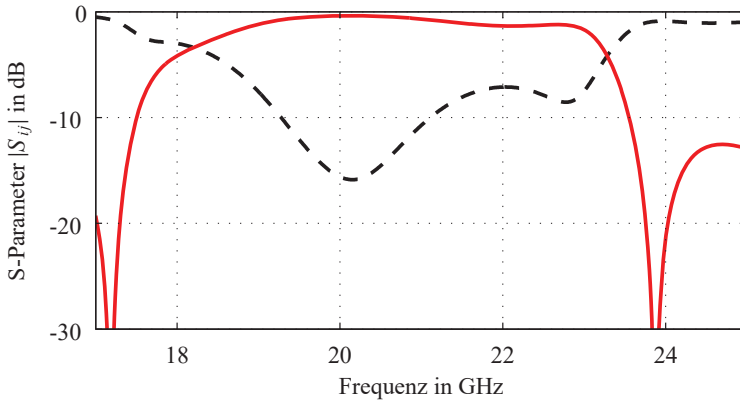


Abbildung 6.11: S-Parameter des Übergangs für 20 GHz mit Anpassung des Rechteckhohlleiteranschlusses für die Anregung des TM_{01} -Modus (schwarz gestrichelt) und die zugehörige Transmission (rot) zum Rundhohlleiteranschluss

für die Monopuls-Nachführung benötigt wird. Um die Feldsonden in der geforderten Weise zu speisen, werden die Feldsondenpaare über Ringhybride miteinander verbunden, wodurch eine Anregung mit einer Phasendifferenz von 0° oder 180° bei gleicher Amplitude ermöglicht wird. Für die Generierung zirkularer Polarisation kommt auch hier ein 90° Hybridkoppler zum Einsatz, während für die Zusammenführung der beiden gleichphasigen Pfade ein einfacher Leistungssteiler verwendet wird. Abbildung 6.9 zeigt das Blockschaltbild des Speisernetzwerks für diesen Koppler.

Die durch Simulation des TE_{11} / TM_{01} Kopplers ermittelten Streuparameter sind in Abbildung 6.10 beispielhaft für die Anregung von RHCP dargestellt. Der Koppler ist hier in einem größeren Frequenzbereich als dem angestrebten von 19,7 bis 20,2 GHz verwendbar. Eine Anpassung von mindestens 20 dB bei einer Einfügedämpfung von weniger als 1 dB bietet die Struktur im Bereich von 19,1 bis 20,7 GHz. Die XPD liegt dabei über 26 dB, im o.g. angestrebten Frequenzbereich beträgt diese über 40 dB. Die Ergebnisse für die Anregung des TM_{01} -Modus sind in Abbildung 6.11 dargestellt. Die Anpassung liegt hier im Frequenzbereich von 19,7 bis 20,2 GHz bei mindestens 14 dB mit einer Einfügedämpfung von weniger als 0,4 dB. In der Simulation wurden nicht alle im späteren Layout vorhandenen Leitungslängen berücksichtigt, sodass bei der Realisierung höhere Verluste zu erwarten sind.

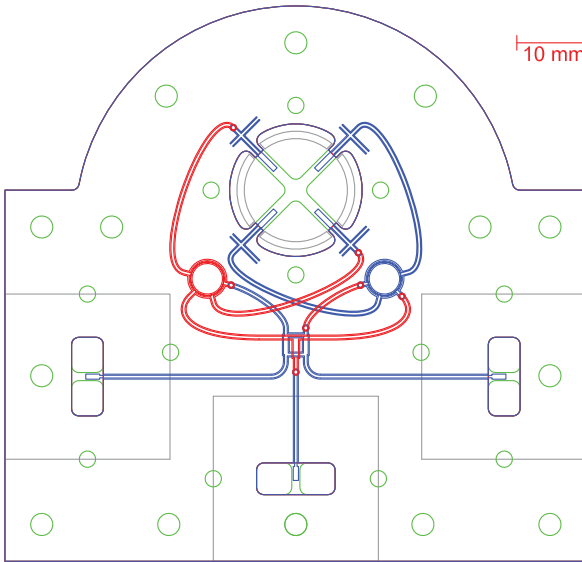


Abbildung 6.12: Layout der Leiterkarte mit den Strukturen zur Speisung des TE_{11} - und des TM_{01} -Modes bei 20 GHz mit den Konturen der WR42 Hohlleiterflansche und des Rundhohlleiters (grau), der Leiterkarte (grün) und der beiden metallisierten Lagen auf Vorder- (blau) und Rückseite (rot)

Das Layout der Leiterkarte, welche in diesem Koppler zum Einsatz kommt, ist in Abbildung 6.12 dargestellt. Die Konturen der Leiterkarte, der Hohlleiter sowie der äußeren beiden Metallisierungen sind angedeutet. Die in grün dargestellten Löcher dienen hier wie auch beim 30 GHz Modul der Verschraubung der Leiterkarte mit dem Gehäuse sowie der Gehäuseschalen miteinander. Die Koplanarleitungen sind rot bzw. blau dargestellt und zeigen die beiden Ringhybride, welche zur Speisung jeweils gegenüberliegender Feldsonden verwendet werden. Der 90° -Hybrid zur Generierung zirkularer Polarisation liegt hier auf der vorderen Metall-Lage während sich der Leistungsteiler für die gleichphasige Speisung der Feldsonden direkt darunter auf der hinteren Metall-Lage befindet. Alle drei Anschlüsse des Kopplers werden auch hier zu Übergängen auf Rechteckhohlleiter vom Typ WR42 geleitet, welche zum Anschluss an die verwendeten Empfänger benötigt werden.

Von besonderem Interesse ist an dieser Stelle die Simulation der zusammengesetzten Koppler-Struktur aus den beiden Modulen für die Speisung bei 20 und 30 GHz. Die Eigenschaften der Speisestruktur für den Empfangsfrequenzbereich werden hierbei nicht beeinflusst, da keine Übertragung zwischen den beiden Modulen bei 20 GHz über den

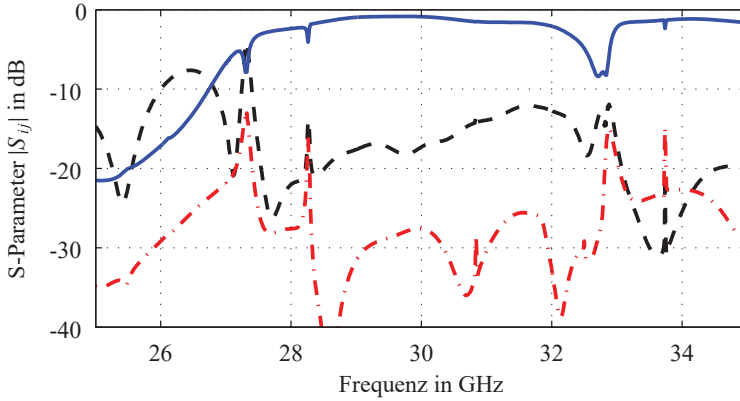


Abbildung 6.13: S-Parameter des zusammengesetzten Kopplers mit Anpassung des Anschlusses für LHCP (schwarz gestrichelt) und Transmissionen in LHCP (blau) und RHCP (rot gestrichelt) im Rundhohlleiter mit TE_{11} -Mode im Sendefrequenzbereich

6,5 mm Rundhohlleiter möglich ist. Die Cut-off-Frequenz für den fundamentalen Mode liegt bei diesem Hohlleiter bei 27 GHz und damit deutlich oberhalb des Downlink-Frequenzbandes im Ka-Band. Die Übertragung der Signale im Sendefrequenzbereich wird hingegen durch die Koppler-Strukturen für den Empfangsfrequenzbereich beeinflusst. Hierbei stellen einerseits die Aufweitung zwischen den beiden Rundhohlleitern unterschiedlichen Durchmessers und andererseits die Feldsonden des TE_{11} / TM_{01} Kopplers Störstellen dar, welche zu Reflexionen und auch zur Anregung unerwünschter höherer Moden führen können. Wie bereits erwähnt, wird durch die radial ausgeführte Aufweitung die Anregung des TM_{11} -Modes minimiert. Dieser Mode wird insbesondere bei kurzen, konischen Aufweitungen angeregt und kann die Richtcharakteristik des Speisesystems beeinflussen. Eine gezielte Anregung dieses Modes kann zur Minimierung von Nebenkeulen genutzt werden, aber dieser Effekt wird hier nicht benötigt, da das verwendete Rillenhorn eine sehr gute Nebenkeulenunterdrückung bei Speisung mit reinem TE_{11} -Mode besitzt. Während die Aufweitung den TM_{11} -Mode anregen kann, führen die Feldsonden des 20 GHz Koppler-Moduls eher zu einer Anregung des TE_{31} -Modes. Diesem Effekt wurde durch eine optimierte Positionierung eines Filters im 20 GHz-Koppler entgegengewirkt. Im Layout des Kopplers sind stichleitungsbasierte Filter direkt an den Feldsonden platziert. Diese Filter wirken als Bandpassfilter für 20 GHz und als Bandsperre für 30 GHz. Das bedeutet, dass diese Strukturen Signale, welche bei 30 GHz in

die Feldsonden einkoppeln, vollständig reflektieren und konstruktiv wieder in den Rundhohlleiter einkoppeln. Die Position der Filter wurde daher so optimiert, dass eine minimale Anregung des TE_{31} -Modes erfolgt.

Die aus diesem Aufbau resultierenden Streuparameter für den zusammengesetzten Koppler im Sendefrequenzbereich sind in Abbildung 6.13 für die Anregung von LHCP zu sehen. Hierbei ergibt sich im Frequenzbereich von 28,3 bis 30,5 GHz eine Anpassung von besser als 16 dB bei einer Einfügedämpfung von weniger als 1,8 dB. Dieser Wert beinhaltet neben ohmschen und dielektrischen Verlusten auch die Verluste durch Anregung höherer Moden und Kopplung in andere Anschlüsse des Kopplers, welche in Summe jedoch sehr klein bleiben. Der TM_{11} -Mode wird mit einem Übertragungsfaktor von weniger als -16 dB angeregt und auch der TE_{31} -Mode wird mit einem Übertragungsfaktor von weniger als -20 dB stark unterdrückt. Die Polarisationsentkopplung liegt für diese Struktur bei über 27 dB.

6.2 Messtechnische Charakterisierung des Kopplers

Die messtechnische Charakterisierung ist auch bei diesem Koppler nur in Grenzen möglich und reduziert sich auf die Darstellung der Anpassung der Speisetore des Kopplers sowie auf Messungen des Richtdiagramms des Rillenhorns, welches mit dem Koppler gespeist wird. Die Streuparameter-Messungen sind in den beiden Abbildungen 6.14 und 6.15 dargestellt und zeigen gute bis sehr gute Eingangsreflexionseigenschaften in den

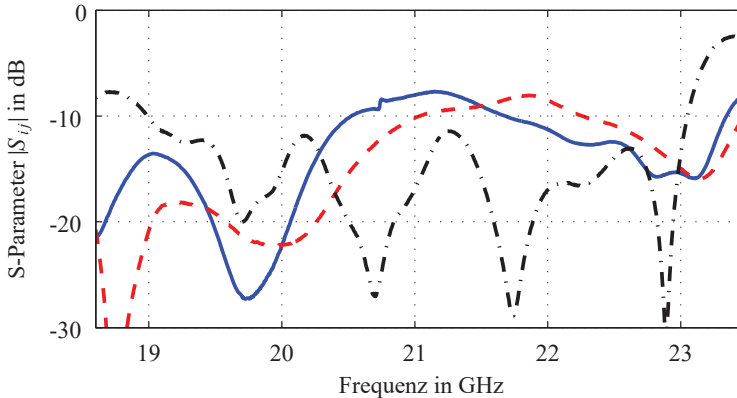


Abbildung 6.14: Gemessene Anpassung des Kopplers an den Ports 1 (RHCP, rot gestrichelt), 2 (LHCP, blau) und 3 (TM_{01} , schwarz gestrichelt) im Empfangsfrequenzbereich

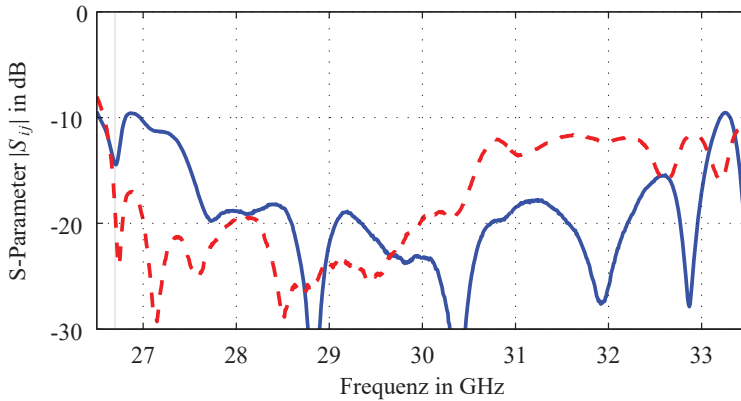


Abbildung 6.15: Gemessene Anpassung des Kopplers an den Ports 1 (RHCP, rot gestrichelt) und 2 (LHCP, blau) im Sendefrequenzbereich

beiden relevanten Frequenzbereichen. Im Empfangsfrequenzbereich ist eine Anpassung von mindestens -10 dB im Bereich von 19 bis 20,5 GHz für die WR42-Anschlüsse zur Speisung von RHCP und LHCP sowie des TM_{01} -Modes realisiert. Im Sendefrequenzbereich liegt die Anpassung der WR28 Anschlüsse zur Speisung von RHCP und LHCP im Frequenzbereich von 27,6 bis 30,4 GHz bei mindestens -18 dB und damit noch etwas besser als im Empfangsfrequenzbereich.

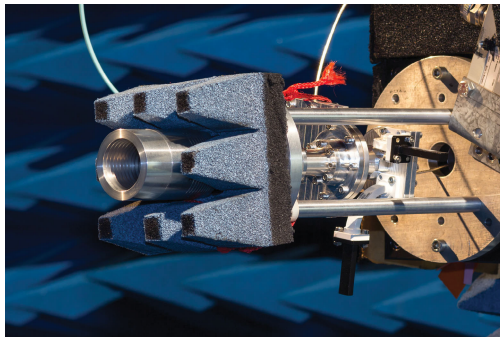


Abbildung 6.16: Foto des Messaufbaus im Antennenmesslabor der TU Ilmenau mit dem Rillenhorn, welches vom PCB-basierten Koppler gespeist wird

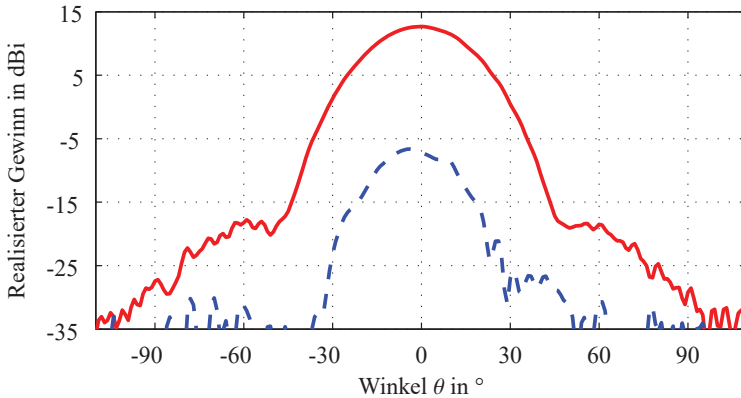


Abbildung 6.17: Gemessenes Richtdiagramm des Rillenhorns, welches mit dem PCB-basierten Modenkoppler gespeist wird, in RHCP (rot) und LHCP (blau gestrichelt) über Theta bei einem festen Winkel von $\varphi = 0^\circ$ bei 20,0 GHz

Die Transmissionseigenschaften des Monopuls-Kopplers wurden wie auch beim Hohlleiter-basierten Koppler durch Messungen im Antennenmesslabor ermittelt. Hierzu wurden die Strahlungseigenschaften des Rillenhorns bei einer Speisung mit dem PCB-basierten Koppler gemessen. Der zugehörige Messaufbau ist in Abbildung 6.16 dargestellt und zeigt das Rillenhorn mit dem Koppler montiert am Zweiachspositionierer im Antennenmesslabor. Um potenziell störende Reflexionen an Montageteilen zu vermeiden, ist das Horn im hinteren Bereich mit Absorbern verkleidet. Insgesamt wurden die Richtdiagramme des Horns für die Speisung mit allen fünf Anschlüssen des Kopplers durchgeführt. Da sich die Ergebnisse für die Speisung des TE_{11} -Modes in den beiden zirkularen Polarisationen nur geringfügig unterscheiden, werden an dieser Stelle die Ergebnisse für jeweils nur eine Polarisation sowie für die Speisung des TM_{01} -Modes gezeigt.

Das Richtdiagramm bei Speisung von RHCP bei 20 GHz ist in Abbildung 6.17 zu sehen. Da das Richtdiagramm weitgehend rotationssymmetrisch zur Hauptstrahlrichtung ist, wird an dieser Stelle wieder auf die Darstellung weiterer Schnitte verzichtet. Das Richtdiagramm für RHCP weist hier bei einem Gewinn von 12,7 dBi sehr geringe Nebenkeulen mit einem Abstand von mehr als 30 dB auf. Die Polarisationsentkopplung in Hauptstrahlrichtung beträgt etwa 20 dB und ist damit noch verbesserungsfähig. Eine Analyse des Richtdiagramms unter Berücksichtigung von linearer Polarisation zeigt, dass der Gewinn für horizontale Polarisation um 0,26 dB größer ausfällt als der Gewinn

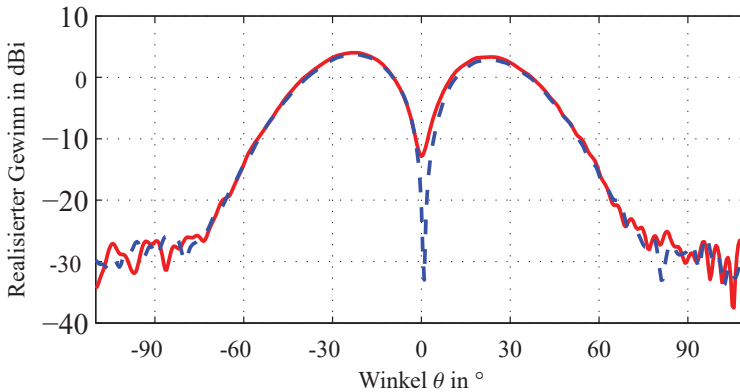


Abbildung 6.18: Gemessenes Richtdiagramm des Rillenhorns, welches mit dem PCB-basierten Modenkoppler im TM_{01} -Mode gespeist wird, in RHCP (rot) und LHCP (blau gestrichelt) über Theta bei einem festen Winkel von $\varphi = 0^\circ$ bei 20,0 GHz

für vertikale Polarisation, während die Phasendifferenz mit 100° spürbar vom gewünschten Wert von 90° abweicht. Die Abweichungen sind auf Toleranzen bei der Fertigung und bei der Montage des Kopplers zurückzuführen und können durch eine vermehrte Anwendung von mechanischen Passungen reduziert werden.

Wird das Rillenhorn mit dem TM_{01} -Mode gespeist, ergibt sich das Richtdiagramm aus Abbildung 6.18 mit seiner charakteristischen Nullstelle in Richtung der Hauptachse der Antenne. Das Diagramm zeigt keine relevanten Nebenkeulen und besitzt eine radial zur Hauptachse ausgerichtete lineare Polarisation, weshalb im dargestellten Diagramm die beiden zirkularen Polarisationen mit nahezu identischem Gewinn innerhalb der konischen Hauptkeule auftreten. Das Diagramm ist weitgehend rotationssymmetrisch, weshalb auch hier auf weitere Schnitte verzichtet werden soll. Die Verluste innerhalb der Speisestruktur durch ohmsche, dielektrische und Anpassungs-Verluste betragen hier etwa 3 dB und wurden aus dem Verhältnis zwischen Gewinn und Direktivität ermittelt. Diese Gesamtstrahlungseffizienz kann verbessert werden, wenn das Frontend des Empfängers direkt durch Mikrostreifenleitungen mit dem Speisennetzwerk im Koppler verbunden wird, da die gemessenen Verluste auch die Verluste durch den Übergang von Hohlleiter zu Koplanarleitung und den Leitungen zwischen diesem Übergang und den Koppelstrukturen beinhalten.

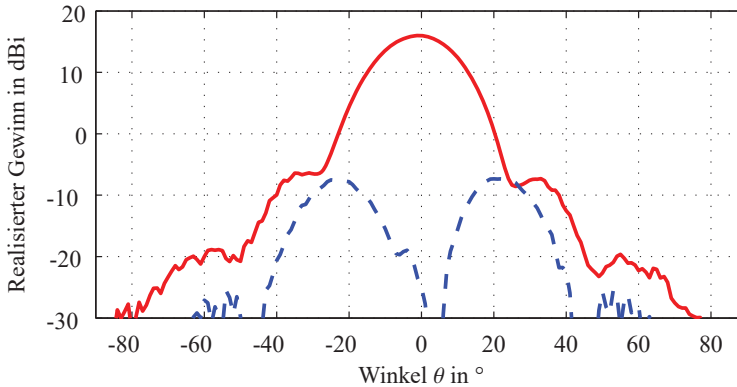


Abbildung 6.19: Gemessenes Richtdiagramm des Rillenhorns, welches mit dem PCB-basierten Modenkoppler gespeist wird, in RHCP (rot) und LHCP (blau gestrichelt) über Theta bei einem festen Winkel von $\varphi = 0^\circ$ bei 29,5 GHz

Im Sendefrequenzbereich besitzt das Rillenhorn bei Speisung mit dem PCB-basierten Koppler ebenfalls ein Richtdiagramm mit guter Nebenkeulenunterdrückung von mehr als 20 dB. Ein Schnitt für beide zirkuläre Polarisierungen ist in Abbildung 6.19 für die Anregung von RHCP bei 29,5 GHz dargestellt. Die Polarisationsreinheit beträgt in diesem Fall 41 dB in Hauptstrahlrichtung und erreicht damit sehr gute Werte. Die gute Symmetrie des Richtdiagramms weist hier auf eine geringe Anregung unerwünschter höherer Moden hin, wodurch die Simulationsergebnisse dazu bestätigt werden.

Das Verhalten der Speisekette aus Rillenhorn und Koppler über der Frequenz in Bezug auf Polarisationsreinheit und Verluste ist in den beiden Abbildungen 6.20 und 6.21 zu sehen. Im Empfangsfrequenzbereich von 19,7 bis 20,2 GHz erreicht die Speisekette eine Polarisationsentkopplung zwischen 18,5 und 20 dB und zeigt damit nur geringe Variationen über dem angestrebten Frequenzbereich. Die Verluste liegen hierbei zwischen 2,5 und 3,1 dB und beinhalten auch hier Verluste von Hohlleiter-Übergang und Koplanarleitungen zu den Kopplerstrukturen, welche entfallen, wenn das Frontend mit dem Koppler auf der gleichen Leiterkarte implementiert wird. Im Sendefrequenzbereich zwischen 29,5 und 30 GHz liegt die Polarisationsentkopplung bei 24,5 bis 41 dB und zeigt ein Maximum von 47 dB bei 29,4 GHz. Die Verluste liegen in diesem Fall zwischen 3,4 und 3,6 dB. Die etwas größeren Verluste im Vergleich zum Empfangsfrequenzbereich sind unter anderem darin begründet, dass zum einen in der Platine des 30 GHz Moduls des Kopplers dielektrische Verluste auftreten und zum anderen auch beim Passieren

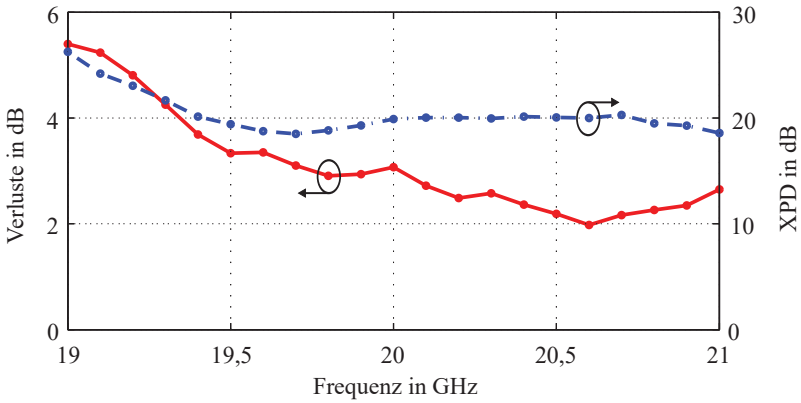


Abbildung 6.20: Gemessene Verluste (rot) und Polarisationsentkopplung XPD für RHCP (blau gestrichelt) des Rillenhorns gespeist mit dem PCB-basierten Koppler im Empfangsfrequenzbereich

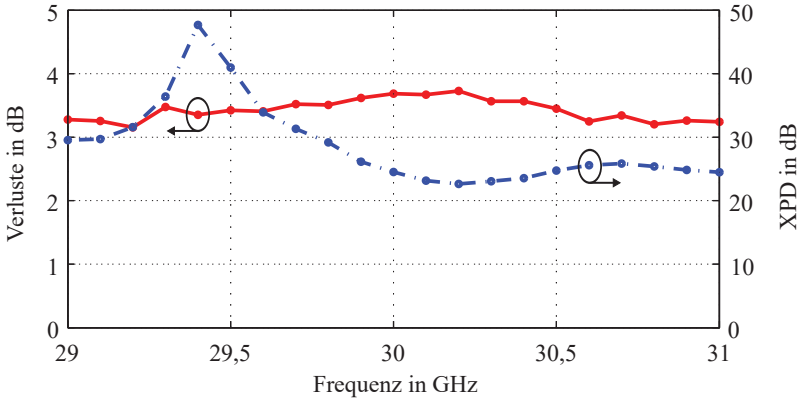


Abbildung 6.21: Gemessene Verluste (rot) und Polarisationsentkopplung XPD für RHCP (blau gestrichelt) des Rillenhorns gespeist mit dem PCB-basierten Koppler im Sendefrequenzbereich

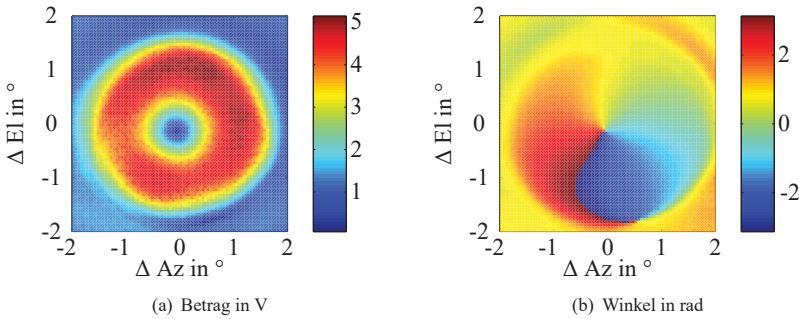


Abbildung 6.22: Gemessener Betrag und Winkel des Nachführvektors generiert mittels des diskreten Phasendiskriminators über die Abweichungen in Azimut und Elevation relativ zur Ausrichtung, welche der Fehlervektor als optimale Richtung erkennen lässt bei einer Quelle, welche zirkular polarisierte elektromagnetische Wellen aussendet

der Speisestrukturen für den Empfangsfrequenzbereich Signalanteile in diese Strukturen einkoppeln und dort erneut dielektrischen Verlusten unterliegen. Um die Verluste an dieser Stelle zu reduzieren, könnte das 30 GHz Modul des Kopplers durch einen Septumpolarisator [67] ersetzt werden. Das dabei zugrundeliegende Prinzip der Anregung zirkularer Polarisation basiert auf einer Hohlleiter-Struktur, welche sehr geringe Verluste bei gleichzeitig sehr kompaktem Aufbau bietet. Zu beachten ist bei dieser Variante, dass das Sendemodul über einen Standard-Rechteckhohlleiteranschluss verbunden wird und nicht direkt mit dem Rundhohlleiterkoppler integriert werden kann.

Zur Demonstration der Funktion des PCB-basierten Kopplers innerhalb eines Nachführsystems für mobile Satellitenantennen wurde eine Messkampagne an der Fraunhofer Versuchsanlage FORTE [63] durchgeführt. Die beschriebene Speisekette aus Rillenhorn und Koppler wurde hierbei für die Speisung der 60 cm Parabolantenne verwendet, welche ursprünglich vom Hohlleiterkoppler gespeist wurde. Um die Fehlersignale des Phasendiskriminators zu messen, wurde die Antenne mittels des Zweiachspositionierers in Richtung des künstlichen Satelliten der Messanlage ausgerichtet und gezielt in einem Raster von $0,05^\circ$ für ein Feld von $\pm 2^\circ$ um die Satellitenrichtung herum ausgerichtet. Die Ergebnisse hierzu sind in Abbildung 6.22 dargestellt und zeigen die Amplitude des Nachführvektors in Form einer Ausgangsspannung sowie den zugehörigen Winkel. Das Amplituden-Diagramm zeigt die charakteristische Nullstelle bei optimaler Ausrichtung zur Signalquelle sowie den Detektionsbereich für Fehlerrichtungen bis zu etwa $1,8^\circ$. Der Winkel des Fehlervektors variiert hierbei um 360° über den Detektionsbereich, so dass diese Informationen für die Nachführung der Antenne verwendet werden können.

6.3 Bewertung und Ausblick zum vorgestellten Koppler

Die hier beschriebene Speisekette für mobile Ka-Band Satellitenantennen auf Basis von Parabolreflektoren zeigt sehr gute Eigenschaften im Hinblick auf die Reinheit der generierten Hohlleitermoden und die zugehörigen Richtdiagramme. Die erzielte Polarisationsreinheit erreicht gute bis sehr Werte und lässt sich durch engere Fertigungstoleranzen noch weiter verbessern, da die Polarisationsreinheit hier nicht wie beim vorherigen Koppler aus Kapitel 5 durch die Art der Anregung begrenzt ist. Die beiden linearen Polarisationen, welche als Basis für die Erzeugung von zirkularer Polarisation dienen, werden hier von symmetrischen Strukturen angeregt, welche eine hohe Entkopplung der beiden Pfade für die jeweilige lineare Polarisation ermöglichen.

In Bezug auf Verluste innerhalb der Koppelstruktur besitzt der PCB-basierte Koppler im Vergleich zu Hohlleiterkopplern den Nachteil, dass dielektrische Verluste im Substratmaterial entstehen. Diese würden bei einem Koppler in Serienfertigung mit Integration des Frontends geringer ausfallen, aber wären weiterhin größer als bei einem Hohlleiterkoppler. Eine Möglichkeit diesem Problem entgegenzuwirken wäre die Verwendung eines Hohlleiter-basierten Septum-Polarisators für die Speisung der zirkularen Polarisation im Sendefrequenzbereich, um die Verluste in diesem Modul zu minimieren. Im Empfangsfrequenzbereich wäre hingegen die Verwendung von rauscharmen Verstärkern direkt an den Feldsonden denkbar. Dafür wären vier identische rauscharme Verstärker direkt hinter den Filterstrukturen an den Feldsonden zu platzieren, wobei insbesondere auf einen identischen Phasen- und Amplitudengang zu achten ist. Dieses Prinzip würde den Einfluss der Verluste im Speisetzwerk minimieren, aber es führt im Gegenzug zu einer größeren Herausforderung im Bereich des Schaltungsentwurfs.

7 Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit dem Entwurf und der Realisierung von Antennen und zugehörigen Speisestrukturen für mobile Satelliten-Terminals, welche hohe Datenraten zur Verfügung stellen sollen. Die dabei diskutierten Demonstratoren setzen stets auf Parabolantennen, die mittels mechanischer Positionierer auf den Satelliten ausgerichtet werden können. Diese Antennenform bietet hohe Antennengewinne und hohe Effizienzen bei einem geringeren technischen Aufwand verglichen mit anderen Hochgewinnantennen wie beispielsweise Array-Antennen. Die Nachführung der Antenne während der Bewegung des Trägerfahrzeugs stellt allerdings besondere Anforderungen an die Funktionalitäten des Terminals. Der Regelkreis zur Ansteuerung des mechanischen Positionierers benötigt exakte und verzögerungsarme Informationen über die aktuelle Lage und Bewegung der Antenne, um deren Ausrichtung präzise nachführen zu können. Diese Daten können durch die Verwendung von inertialen Messsystemen gewonnen werden, wobei die Präzision solcher Systeme durch Rauschen und Drift begrenzt wird. Insbesondere günstige MEMS-basierte Varianten besitzen keine ausreichende Genauigkeit, um eine Hochgewinnantenne mit Keulenbreiten von teilweise unter einem Grad präzise nachführen zu können. Dieses Problem lässt sich durch die zusätzliche Verwendung von Richtungsschätzverfahren wie dem *Conical-Scan* oder der verschiedenen Monopuls-Verfahren lösen, da hierbei die genaue Abweichung der Antennenausrichtung von der Satellitenrichtung bestimmt werden kann.

Die im zweiten Kapitel vorgestellten mobilen Satellitenterminals besitzen unterschiedliche Lösungsansätze für diese Problematik. Antennensysteme für die Verwendung auf Hochseeschiffen können auf sehr präzise arbeitende und schiffseigene inertielle Messsysteme zurückgreifen, um die Antenne in Satellitenrichtung nachzuführen. Werden die Antennenterminals für kleine Schiffe oder für den land-mobilen Einsatz konzipiert, stehen diese externen Inertialsensoren nicht zur Verfügung und müssen daher in die Antenne integriert werden. In diesem Fall spielen die Kosten und auch der Platzbedarf der Sensorik eine wesentliche Rolle, weshalb hierfür auf die kombinierte Lösung mit kompakter Inertialsensorik und Antennen-basierter Richtungsschätzung gesetzt wird.

Bei der Planung und Dimensionierung von Satellitenterminals, wie sie hier vorgestellt wurden, spielen die Konstruktion und die elektrische Charakterisierung von Parabolantennen eine wichtige Rolle. Die Grundlagen hierzu wurden im dritten Kapitel vorgestellt und anhand eines eigenen Entwurfs einer *displaced axis cassegrain antenna* beispielhaft angewendet. Dieser spezielle Typ einer Doppelreflektorantenne besitzt

die Eigenschaft, dass der durch den Subreflektor abgeschattete Bereich nicht mit Feldkomponenten belegt wird und somit eine bessere Anpassung der Antenne und eine höhere Aperturreffizienz erzielt werden kann. Die 40 cm Parabolantenne wurde mit engen Toleranzen als Aluminium-Frästeil hergestellt und wird für ein Satellitenterminal mit Dreiachs-Positionierer eingesetzt werden.

Eine Auswahl von Monopuls-Verfahren zur Richtungsschätzung, die auf der Richtcharakteristik der Antenne beruhen, wurde im vierten Kapitel präsentiert und stellt damit die theoretische Basis für den Entwurf der Komponenten für nachführbare Satellitenantennen aus dem fünften und sechsten Kapitel zur Verfügung. Das Satellitenterminal, welches im Rahmen dieser Arbeit vorgestellt wurde, basiert auf einer Neuentwicklung des mechanischen Positionierers und der Antenne mit dem zugehörigen Speisesystem. Der Positionierer ermöglicht durch hohe dynamische Werte und hochgenaue Drehwinkelgeber eine sehr präzise und schnelle Positionierung der Antenne. Zur Unterstützung der MEMS-basierten Inertialsensorik kommt ein TM_{01} -Multimode-Monopuls-Speisesystem zum Einsatz, das aus neu entwickelten Hohlleiterkomponenten besteht. Ein innovativer Diplexer, der die beiden verwendeten Frequenzbereiche um 20 und 30 GHz in verschiedenen Hohlleitermoden zusammenführt, ermöglicht zusammen mit der asymmetrischen Struktur des Speisesystems einen sehr kompakten Aufbau. Dieses Konzept führt allerdings zu Limitierungen bei der Polarisationsreinheit für zirkuläre Polarisation und auch bei den Verlusten. Eine symmetrische und damit weniger kompakte Variante dieses Aufbaus würde diese Probleme verringern, hätte aber auch einen größeren Platzbedarf und ein höheres Gewicht. Dieses Demonstrator-Terminal ermöglicht die Nachführung der Antenne auch in hochmobilen Szenarien auf weitgehend beliebigen Trägerfahrzeugen. Der Aufbau bietet daher viele Freiheitsgrade zur Untersuchung der Anforderungen an mobile Satellitenantennen.

Im letzten Kapitel dieser Arbeit wurde ein neuartiger Modenkoppler zur Speisung von Parabolantennen und deren Nachführung mittels TM_{01} -Multimode-Monopuls-Prinzip vorgestellt. Dieser Koppler basiert nicht wie bisherige Arbeiten auf Hohlleiterstrukturen, sondern nutzt gedruckte Leitungsstrukturen auf Leiterkarten, welche die benötigten Moden direkt im Rundhohlleiter anregen. Die symmetrische Anordnung der Elemente zur Modenerzeugung ermöglicht hohe Polarisationsreinheiten bei sehr guter Anpassung über eine große relative Bandbreite. Darüber hinaus sind diese Strukturen sehr leicht, da nur die Leiterkarten und Aluminium-Abschirmdeckel benötigt werden. Der vorgestellte Koppler wird zu Demonstrationszwecken über Rechteckhohlleiteranschlüsse mit der Umsetztechnik verbunden. Diese Übergänge entfallen, wenn die Umsetztechnik auf dem gleichen Substrat aufgebaut wird wie der Modenkoppler. Daher bietet dieser Koppler das Potenzial für eine starke Integration aller benötigten Komponenten der Speisekette bei sehr geringem Platzbedarf. Diese Eigenschaft ist für die Entwicklung von mobilen Satellitenterminals von grundlegender Bedeutung, wobei nicht nur die geometrischen Aspekte eine Rolle spielen. Die Kombination der Umsetztechnik mit dem Koppler in

derselben Technologie würde auch eine kostengünstige Produktion mit hohen Stückzahlen ermöglichen, wodurch das Potenzial der präzisen Antennenausrichtung mittels Multimode-Monopuls einem breiteren Anwenderkreis zur Verfügung gestellt werden könnte.

Der PCB-basierte Modenkoppler wird im Rahmen des Projekts KASYMOSA im Austausch gegen den Hohlleiter-Koppler für das Antennenterminal aus dem fünften Kapitel eingesetzt. Darüber hinaus ist der Modenkoppler und das zugehörige Rillenhorn für die Speisung der 40 cm Cassegrain-Antenne aus dem dritten Kapitel ausgelegt. Dieses Antennensystem wird für ein neues Antennenterminal eingesetzt, bei dem ebenfalls ein speziell angepasster Positionierer entwickelt wurde.

A Anhang

A.1 Conical-Scan-Verfahren

Die Nachführtechnik des *Conical-Scan* wird im Folgenden in ihrer Wirkungsweise näher erläutert.

Wirkungsweise

Das Grundprinzip des *Conical-Scan* basiert auf der zeitlichen Variation der Ausrichtung der Hauptstrahlrichtung einer Antenne [14, 68, 69]. Für die grundsätzliche Erläuterung des Wirkprinzips nehmen wir eine rotationssymmetrische Richtcharakteristik einer Modellantenne an, bei der sich die Rotationssymmetrie auf die Richtung der höchsten Direktivität bezieht. Abbildung A.1 zeigt quantitativ das zweidimensionale Richtdiagramm einer idealisierten Antenne über die Abweichungen in Azimut (ΔAz) und Elevation (ΔEl) relativ zur Hauptstrahlrichtung sowie die Bahn, auf der sich eine Signalquelle aus Sicht der Antenne zu bewegen scheint, wenn die Antenne einen *Conical-Scan* ausführt. In der oberen Bildhälfte ist der Fall dargestellt, bei dem die Antenne optimal auf die Signalquelle ausgerichtet ist. In diesem Szenario bewegt sich die Richtung der Quelle auf einer Linie konstanter Direktivität, wodurch der Pegel (A_{CS}) des empfangenen Signals über die Dauer der Rotation konstant bleibt. Im unteren Teil von Abbildung A.1 wird der Fall einer Fehlausrichtung der Antenne betrachtet. Hierbei liegt die Kreisbahn, welche die Richtung der Signalquelle beschreibt, nicht zentriert über dem Punkt der maximalen Direktivität der Antenne, sondern überstreicht während eines Drehzyklusses Bereiche unterschiedlicher Direktivität. Im rechten unteren Bildbereich ist der Amplitudenverlauf des empfangenen Signals quantitativ aufgetragen. Der Verlauf bildet eine Kosinusfunktion ab, welche in ihrer Phase um 360° je Rotationszyklus wandert (im Bild symbolisch für zwei Umdrehungen). Das empfangene Signal wird somit in seiner Amplitude mit der Rotationsfrequenz der Hauptstrahlrichtung moduliert. Die Stärke dieser Modulation ist dabei von der absoluten Fehlausrichtung abhängig, während die Phase der Amplitudenmodulation ein Maß für die Richtung der Fehlausrichtung darstellt. Dieses Verhalten gilt für ein *Conical-Scan*-System nur im Bereich kleiner Abweichungen zwischen Antennen- und Quellrichtung, wobei die beiden Fälle aus Abbildung A.1 besondere Situationen darstellen. Erreicht die Fehlausrichtung die Größe, bei der die Hauptstrahlrichtung im Laufe einer Umdrehung exakt über die Quellrichtung hinwegstreicht, so besitzt das Empfangssignal seine größtmögliche maximale Amplitude. Für größere Abweichungen wird das Empfangssignal schwächer und die Fehlausrichtung ist nicht mehr messbar, sobald

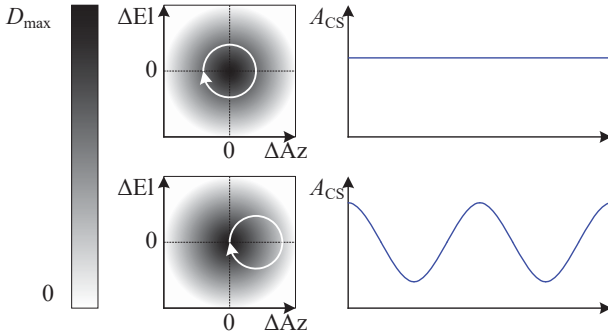


Abbildung A.1: Wirkung eines Conical Scan auf die Amplitude A_{CS} des empfangenen Signals für eine optimale Ausrichtung (oben) und eine Fehlausrichtung der Antenne (unten)

das empfangene Signal schwächer als das Empfängerrauschen ist oder durch die Rotation der Richtcharakteristik keine Änderung der empfangenen Signalstärke mehr erzeugt wird. Bei *Conical-Scan*-Systemen sollte die Quelle, deren Richtung ermittelt werden soll, idealerweise kein amplitudenmoduliertes Signal aussenden, da dieses die Messgenauigkeit des Nachführsystems, insbesondere wenn sich Nutzfrequenz der Signalmodulation und die Rotationsfrequenz des *Conical-Scan* überschneiden, beeinträchtigen kann.

Abbildung A.2 zeigt schematisch den Verlauf der Amplitude der Modulation, welche durch den *Conical-Scan* entsteht. Die rote und grüne Kurve stellen jeweils einen Schnitt durch ein idealisiertes Richtdiagramm (normierte Direktivität) mit einer 3 dB-Keulbreite von $1,7^\circ$ für zwei Zeitpunkte dar, die eine halbe Umdrehung der Hauptkeule auseinander liegen. Der Radius der Kreisbewegung der Richtcharakteristik soll in diesem Fall $R_{CS} = 0,25^\circ$ betragen, wodurch eine variierende Signalstärke des empfangenen Signals für verschiedene Winkelpositionen hervorgerufen wird. Befindet sich die Quelle des empfangenen Signals beispielsweise bei 1° , so wird es über einen Rotationszyklus im maximalen Fall mit einer normierten Direktivität von 0,57 und im minimalen Fall mit einer normierten Direktivität von 0,21 gewichtet empfangen. Die Differenz dieser beiden Wichtungen entspricht dem Spitze-Spitze-Wert der Modulation, deren Amplitude somit der Hälfte der Differenz zwischen den beiden Direktivitäten entspricht.

Das empfangene Signal ist daher mit dem Modulationssignal

$$u_M(t) = \hat{A}_M \cos(\omega_M t) \quad (\text{A.1})$$

$$u_M(t) = \frac{D_1 - D_2}{2} \cos(\omega_M t) \quad (\text{A.2})$$

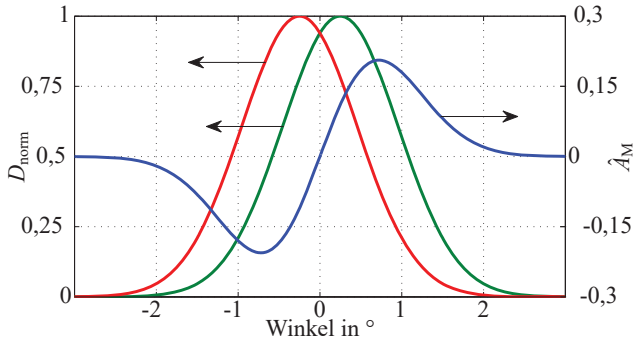


Abbildung A.2: Normierte Direktivität des idealisierten Richtdiagramms einer Antenne für zwei Zeitpunkte, welche einen halben Rotationszyklus auseinander liegen (rot und grün) und der Faktor A_M (blau), welcher ein Maß für die Modulation des Empfangssignals darstellt

amplitudenmoduliert, wobei ω_M der Kreisfrequenz $2\pi f_M$ entspricht. f_M ist hierbei identisch mit der Rotationsfrequenz der Hauptstrahlrichtung der Antenne. Damit ergibt sich das Empfangssignal wie folgt:

$$u(t) = \left[\hat{A}_T + \hat{A}_M \cos(\omega_M t) \right] \cos(\omega_T t)$$

$$u(t) = \left[\hat{A}_T + \frac{D_1 - D_2}{2} \cos(\omega_M t) \right] \cos(\omega_T t)$$

Die Stärke der durch den *Conical-Scan* erzeugten Amplitudenmodulation hängt somit von der Differenz der Richtcharakteristiken ab, welche zueinander um einen halben Rotationszyklus zeitlich versetzt sind. Der Faktor \hat{A}_M des Modulationssignals aus Gleichung A.1 ist in Abbildung A.2 in blau dargestellt. Der Betrag dieses Faktors entspricht der Amplitude und das Vorzeichen der Phase des Modulationssignals, wodurch sich eine Fehlausrichtung der Antenne mithilfe des Signals $u_M(t)$ ermitteln lässt. Der Vorzeichenwechsel bei 0° entspricht dabei einem Phasensprung des Modulationssignals um 180° . Das Beispiel aus Abbildung A.2 zeigt, dass die Detektion einer Fehlausrichtung in diesem Fall für Abweichungen von etwa maximal 3° möglich ist, eine eindeutige Zuordnung zwischen Fehlersignal und Fehlausrichtung und umgekehrt ist jedoch nur im Bereich zwischen dem Minimum und dem Maximum des Fehlersignals möglich. Dieser Bereich, welcher sich im aktuellen Beispiel von etwa $-0,7^\circ$ bis $0,7^\circ$ erstreckt, entspricht dem inneren Detektionsbereich.

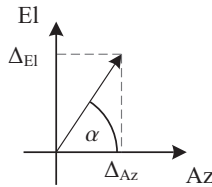


Abbildung A.3: Fehlervektor im Azimut-Elevation-Koordinatensystem

Mittels der Auswertung von Amplitude und Phase der Modulation ist es möglich, einen Fehlervektor für die Ausrichtung der Antenne relativ zur Signalquelle zu generieren und beispielsweise für eine aktive Nachführung der Antenne zu nutzen. Abbildung A.3 zeigt diesen Vektor mit seinen beiden Komponenten Δ_{Az} und Δ_{El} . Der Betrag des Vektors gibt die Stärke der Abweichung und der Winkel α die Richtung der FehlAusrichtung an. Die beiden Komponenten (Δ_{Az}) und (Δ_{El}) ergeben sich wie folgt:

$$\Delta_{Az} = l \cos(\alpha) \quad (A.3)$$

$$\Delta_{El} = l \sin(\alpha) \quad (A.4)$$

wobei l der Länge des Vektors und α dem Winkel relativ zur Azimut-Achse entspricht.

Um den Fehlervektor in einem *Conical-Scan*-System zu generieren, wird die Phase des amplitudenmodulierten Empfangssignals mit der aktuellen Strahlrichtung der Antenne verglichen, indem beispielsweise ein Sinussignal, welches synchron zur Rotation der Hauptstrahlrichtung ist, mit dem demodulierten Empfangssignal in einem IQ-Mischer multipliziert und anschließend über einen Tiefpass gefiltert wird. Dabei entstehen zwei Spannungen, welche in einem begrenzten Winkelbereich um die Quell-Richtung proportional zur FehlAusrichtung in zwei orthogonalen Ebenen sind. Die Ausrichtung der zwei orthogonalen Achsen kann über die Phase des von der Antenne selbst generierten Sinussignals eingestellt und z.B. analog der Azimut- und Elevations-Achse ausgerichtet werden. Die Funktionsweise dieser Auswertemethode ist in Abbildung A.4 in Form eines Blockschaltbildes dargestellt. Die in dieser Art aufbereiteten Signale können für die Regelkreise eines Antennenpositionierers, welcher Motoren zur Nachführung der Azimut- und Elevations-Achse besitzt, eingesetzt werden.

Die zwei Fehlersignale ergeben sich unter Annahme der Signale von der Referenz und der demodulierten Amplitudenmodulation des Empfangssignals

$$\text{Referenz: } U_R = \hat{R} \sin(\omega_M t)$$

$$\text{Empfang: } U_E = \hat{E} \sin(\omega_M t + \varphi_0)$$

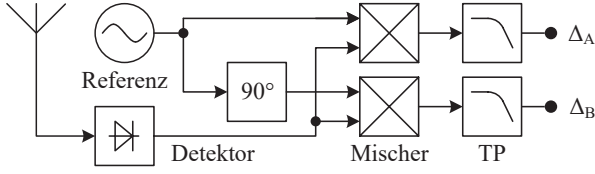


Abbildung A.4: Blockschaltbild für die Generierung von Fehlersignalen beim *Conical-Scan*

wie folgt:

$$\begin{aligned}\delta A &= \hat{R}\hat{E} \sin(\omega_M t) \sin(\omega_M t + \varphi_0) \\ \delta B &= \hat{R}\hat{E} \sin(\omega_M t + 90^\circ) \sin(\omega_M t + \varphi_0)\end{aligned}$$

Daraus ergibt sich:

$$\begin{aligned}\delta A &= \frac{1}{2} \hat{R}\hat{E} [\cos(\omega_M t - \omega_M t - \varphi_0) - \cos(2\omega_M t + \varphi_0)] \\ \delta B &= \frac{1}{2} \hat{R}\hat{E} [\cos(\omega_M t - \omega_M t + 90^\circ - \varphi_0) - \cos(2\omega_M t + \varphi_0 + 90^\circ)]\end{aligned}$$

Werden diese Signale nun durch entsprechend dimensionierte Tiefpässe (TP) an den Ausgängen gefiltert, entfallen die beiden Kosinus-Terme mit der doppelten Frequenz 2ω , wodurch sich die beiden Ausgangssignale ΔA und ΔB folgendermaßen zusammensetzen:

$$\Delta A = \frac{1}{2} \hat{R}\hat{E} \cos(\varphi_0) \quad (\text{A.5})$$

$$\Delta B = \frac{1}{2} \hat{R}\hat{E} \sin(\varphi_0) \quad (\text{A.6})$$

Im Vergleich der Ausgangssignale des IQ-Mischers (A.5) und (A.6) mit den Basis-komponenten des Fehlervektors (A.3) und (A.4) zeigt sich, dass die Mischprodukte unter der Annahme

$$l = \frac{1}{2} RE \quad (\text{A.7})$$

und

$$\alpha = \varphi_0 \quad (\text{A.8})$$

den Komponenten des Fehlervektors entsprechen und die in Abbildung A.4 gezeigte Schaltung zur Auswertung verwendet werden kann.

Hierbei entspricht φ_0 dem Winkel der Fehlausrichtung der Antenne und AB verhält sich proportional dem Winkelabstand zwischen der Antennen- und Quellrichtung im Detektionsbereich des *Conical-Scan*-Systems. Δ_{Az} und Δ_{El} verhalten sich proportional zur Winkelabweichung in zwei zueinander orthogonalen Richtungen, wie etwa der Elevations- und Azimutebene.

Energiebilanz

Durch das Grundprinzip des *Conical-Scan*, bei dem die Hauptstrahlrichtung im optimal ausgerichteten Fall um die Richtung des Empfangssignals rotiert, kann die maximale Direktivität der Antenne nicht für den Empfang des Signals genutzt werden. Prinzipiell gilt dabei, je größer der Rotationsradius des *Conical-Scan* R_{CS} ist, umso größer ist auch die Reduktion der Direktivität in Richtung der Quelle bei optimaler Ausrichtung der Antenne, sodass aus Sicht einer Maximierung der nutzbaren Direktivität ein möglichst

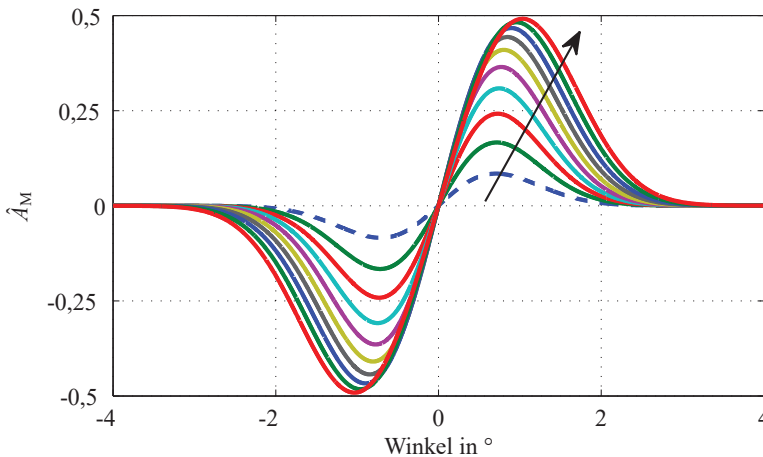


Abbildung A.5: Amplitude \hat{A}_M , der durch den *Conical-Scan* des idealisierten Richtdiagramms aus Abbildung A.2 hervorgerufenen Modulation des Empfangssignals für steigende Rotationsradien R_{CS} entlang des Pfeils von $0,1^\circ$ (blau gestrichelt) bis 1° in Schritten von $0,1^\circ$

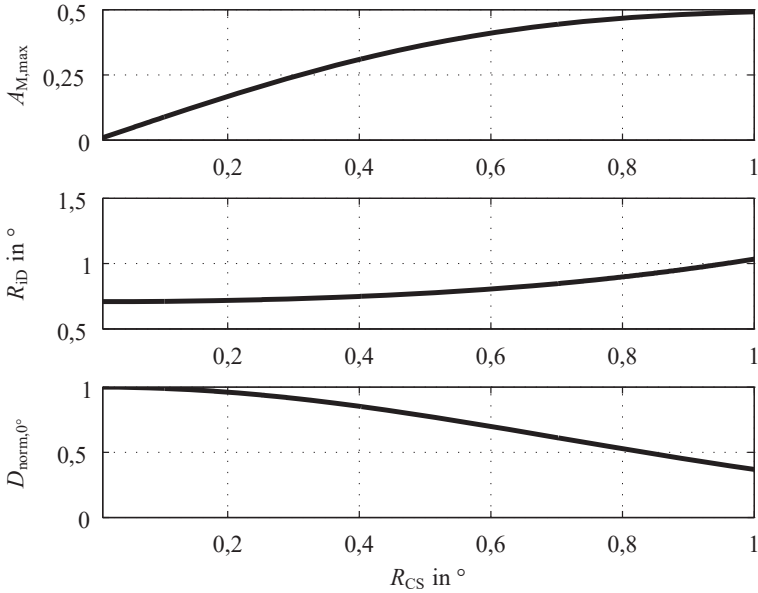


Abbildung A.6: Maximale Amplitude der Modulation $A_{M,max}$ (oben), Radius des inneren Detektionsbereichs R_{ID} (Mitte) und normierte Direktivität bei 0° $D_{norm, 0^\circ}$ (unten) abgetragen über dem Rotationsradius R_{CS}

kleiner Rotationsradius anzustreben ist. Dem entgegen steht der Effekt, dass die maximale Amplitude der durch den *Conical-Scan* hervorgerufenen Modulation \hat{A}_M mit größer werdendem Rotationsradius ebenfalls zunimmt. Auch der innere Detektionsbereich vergrößert sich geringfügig bei einer Vergrößerung des Rotationsradius. Abbildung A.5 zeigt diesen Effekt mittels einer Kurvenschar, welche die Amplitude der Modulation \hat{A}_M für Rotationsradien zwischen $0,1^\circ$ und 1° darstellt.

Für die Dimensionierung eines *Conical-Scan*-Systems ist demzufolge ein Kompromiss zu finden, bei dem die Amplitude der Modulation genügend groß ist, ohne dass die Reduzierung der nutzbaren Direktivität zu groß für den Anwendungsfall wird. Abbildung A.6 zeigt, wie sich die maximale Amplitude der Modulation, der Radius des inneren Detektionsbereichs und die nutzbare Direktivität für unterschiedliche Rotationsradien R_{CS} verhalten. Während die Amplitude der Modulation und die Größe des inneren Detektionsbereichs mit dem Rotationsradius zunehmen, nimmt die nutzbare Direktivität bei größeren Rotationsradien deutlich ab, sodass hier abgewogen werden muss, wie

stark die Modulation für die Auswertung der Fehlausrichtung sein muss und wie groß die Reduktion der nutzbaren Direktivität des Antennensystems sein darf, um das benötigte Link-Budget einzuhalten. Da sich die Größe des inneren Detektionsbereichs für kleine R_{CS} nur sehr gering ändert, spielt dieser Faktor eine eher untergeordnete Rolle bei der Findung eines Kompromisses. Der innere Detektionsbereich wird zudem stärker von der Breite der Hauptkeule der Antenne und somit von der angestrebten Direktivität beeinflusst, wobei hier gilt, dass der innere Detektionsbereich für größer werdende Keulenerweiterungen und somit für kleinere Direktivitäten größer wird.

Geht man in diesem Beispiel davon aus, dass man mindestens 90 % der Direktivität für die Übertragungsstrecke benötigt, so erzielt man hier einen inneren Detektionsbereich mit einem Radius von $0,73^\circ$ bei einer maximalen normierten Amplitude der Modulation von 0,26. Der Rotationsradius für diese Parameter liegt bei $0,33^\circ$.

Die Verwendung eines *Conical-Scan* zur Messung der Richtung, aus der ein Signal empfangen wird, geht somit stets mit einer Verringerung der nutzbaren Direktivität der verwendeten Antenne einher, wodurch die Anzahl der Anwendungsfälle, bei denen diese Technik zum Einsatz kommen kann, eingeschränkt wird. Ein Vorteil dieses Verfahrens liegt allerdings darin, dass es mit verhältnismäßig einfachen Mitteln realisiert werden kann, wie im nachfolgenden Kapitel gezeigt wird.

A.2 Mobile Satellitenantenne mit *Conical-Scan*-Nachführung

Die erste nachführbare Antenne, welche im Rahmen von MOSAKA entwickelt wurde, ist die *Conical-Scan*-Variante der HG-Antenne, welche hier vorgestellt wird. Diese Antenne wurde zu Beginn des Projekts entwickelt, um den Projektpartnern zeitnah einen Demonstrator für verschiedene Tests zur Nachführung der Antenne zur Verfügung stellen zu können. Die ODU basiert auf einem Umbau einer vorhandenen, kommerziell verfügbaren automatisch nachgeführten Antenne der Firma EPAK GmbH [70], welche für den maritim mobilen Einsatz konzipiert ist. Das Modell SC60, welches hier verwendet wurde, besitzt einen 60 cm Parabolreflektor und wird im Ku-Band betrieben. Um die Antenne im Ka-Band im Bereich von 20 GHz für den Empfang und 30 GHz für den Sendebetrieb verwenden zu können, wurde die Umsetztechnik sowie das Speisehorn durch passende Ka-band Komponenten ersetzt. Der Positionierer dieser Antenne ist mit Nachführgeschwindigkeiten von bis zu $40^\circ/\text{s}$ für land-mobile Szenarien verhältnismäßig langsam [11], jedoch für einen Demonstrator ausreichend. Des Weiteren wurde die Elektronik zur Ansteuerung des Positionierers entfernt und von den Projektpartnern beim Fraunhofer Institut für integrierte Schaltungen (IIS) durch eigens entworfene Regelelektronik und verschiedene Sensoren ersetzt, wodurch von der ursprünglichen Außeneinheit im Wesentlichen nur die mechanischen Komponenten und Schrittmotoren für den Demonstrator in MOSAKA verwendet werden.



Abbildung A.7: Foto der HG-ODU mit *Conical-Scan*-Nachführtechnik

Die HG-Antenne mit *Conical-Scan* ist als reiner Demonstrator und Forschungsmodell konzipiert. Der *Conical-Scan* wird durch eine schnelle Rotation des Subreflektors erzeugt und würde im Dauerbetrieb voraussichtlich mit hohem Verschleiß einhergehen. Innerhalb des Projekts MOSAKA bot sich dieses Konzept sehr gut als schnelle Lösung für eine erste nachführbare HG-Antenne an, welche den Projektpartnern für weiterführende Untersuchungen zur Verfügung gestellt werden konnte.

Aufbau der Außeneinheit

Die HG-Antenne mit *Conical-Scan* ist eine mechanisch nachgeführte Parabolantenne, welche mittels eines mechanisch realisierten *Conical-Scan* Nachführsignale erzeugen kann. Für die Nachführung der Parabolantenne wird eine mechanische Plattform benötigt, welche die Antenne in den Bereichen des Azimut und der Elevation nachführen kann um die Bewegungen eines Fahrzeugs, auf welchem die Antenne montiert ist, nachzuführen. Hierfür wird ein Positionierer benötigt, welcher die Antenne in mindestens zwei Achsen bewegen kann. Für den Aufbau des HG-CS Demonstrators wurde die mechanische Plattform der mobilen Satellitenantenne SC60 der EPAK GmbH verwendet, welche es ermöglicht, die Antenne in drei Achsen mittels Schrittmotoren nachzuführen. Abbildung A.7 zeigt ein Foto der ODU ohne das zugehörige Radom. Die drei verwendeten Schrittmotoren ermöglichen es, die Antenne im Azimut, in der Elevation sowie

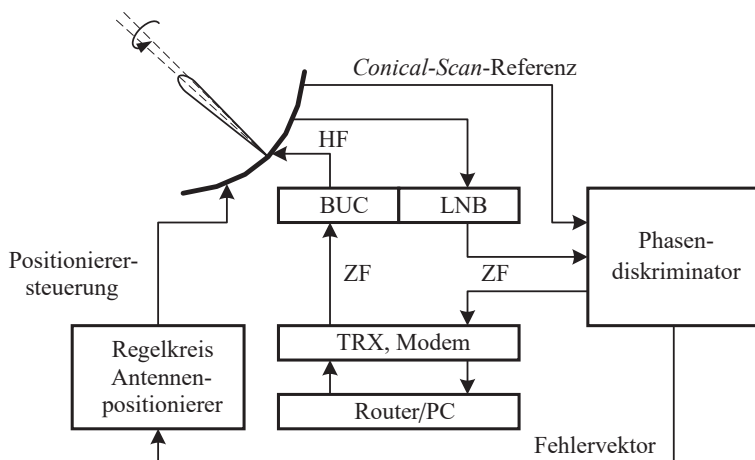


Abbildung A.8: Aufbau des gesamten Terminals mit *Conical-Scan*-Nachführtechnik

in der Polarisationsachse auszurichten. Die hier installierte Antenne verwendet lineare Polarisation, wobei die Sende- und Empfangspolarisation zueinander um 90° versetzt sind. Wird für die Satellitenfunkstrecke zirkuläre Polarisation verwendet, ist eine Nachführung der Polarisationsachse nicht nötig und es wird somit einer der drei Motoren des Antennenpositionierers überflüssig.

Neben dem Positionierer besteht die ODU des HG-CS Terminals aus verschiedenen elektronischen Komponenten. Abbildung A.8 zeigt in Blöcken die wesentlichen Teile des Terminals, wobei hier der Fokus auf die Außeneinheit gelegt werden soll. Die von der Antenne empfangenen Signale werden mittels eines LNB („*low noise block*“) rauscharm verstärkt und vom Hochfrequenz-Bereich (HF) bei 20 GHz in den Zwischenfrequenzbereich (ZF) im L-Band umgesetzt. Hierfür wird ein kombiniertes Modul aus einem LNB und einem BUC („*block upconverter*“) mit 3 W Ausgangsleistung verwendet [71], welches von der Firma ViaSat® im Set mit einer Offset-Parabolantenne und einem Modem unter der Produktbezeichnung SurfBeam® vertrieben wird. Dieses System wird von verschiedenen Anbietern für Internetverbindungen über Satelliten im Ka-Band weltweit eingesetzt. Die weite Verbreitung dieser Technologie ermöglicht aufgrund hoher Stückzahlen sehr geringe Kosten für die Komponenten. Darüber hinaus besitzen sie eine sehr hohe Kompatibilität mit verschiedenen Satelliten, da hierbei Frequenzbereiche genutzt werden, welche in allen ITU Regionen für die Kommunikation mit hoher Datenrate über geostationäre Satelliten reserviert sind [72]. Die wichtigsten technischen Daten dieses Transceivers, welcher für die *Conical-Scan*-Variante der HG-Antenne verwendet wird, sind in Tabelle A.1 aufgelistet.

Tabelle A.1: Wichtige technische Daten des SurfBeam[®] Transceiver Moduls von ViaSat[®].

BUC Modul	
TX HF	29,5-30,0 GHz
TX ZF	1,8-2,3 GHz
Verstärkung	51-61 dB
Ausgangsleistung (1 dB Kompressionspunkt)	35,0 dBm typisch
LNB Modul	
RX HF	19,7-20,2 GHz
RX ZF	1,0-1,5 GHz
Rauschzahl	1,4 dB typisch
Verstärkung	52-62 dB

Aus den Empfangssignalen sowie einem Referenzsignal, welches synchron zum *Conical-Scan* ist, wird mittels eines Phasendiskriminators der Fehlervektor für die Fehlausrichtung der Antenne generiert und dem Regelkreis des Antennenpositionierers zugeführt. Die Ansteuerung der einzelnen Motoren wird von diesem Regelkreis durchgeführt, womit eine geschlossene Regelschleife zur Nachführung der Antenne entsteht. Zusätzlich zum Fehlervektor, welcher aus dem *Conical-Scan* gewonnen wird, verwendet der Regelkreis ein inertiales Messsystem mit GPS Einheit und Beschleunigungssensoren zur Schätzung der Bewegungen des Trägerfahrzeugs, wodurch auch Abweichungen kompensiert werden können, welche über den Detektionsbereich des *Conical-Scan* hinausgehen. Das *Conical-Scan*-Messsystem wird somit zur Feinjustage der Antennenausrichtung verwendet, während die inertielle Einheit auch große Abweichungen erkennen kann.

Die Trennung zwischen IDU und ODU ist beim Phasendiskriminator nicht eindeutig, da dieser sowohl in die ODU als auch in die IDU integriert werden kann. Der hier vorgestellte analoge Phasendiskriminator ist Teil der Außeneinheit, es ist allerdings auch möglich, die Generierung des Fehlervektors auf digitaler Ebene im Modem durchzuführen, wobei der Phasendiskriminator in diesem Fall als Teil der IDU zu werten ist.

Der Phasendiskriminator gibt das empfangene ZF Signal unverändert an die Inneneinheit weiter, welche hier durch den TRX (Sendeempfänger) mit Modem und einen Router/PC stark abstrahiert dargestellt ist. Im Sendefall überträgt das Modem ein ZF Signal an den BUC, welcher das Signal in den Sendebereich des Ka-Bands bei 30 GHz umsetzt und anschließend auf eine maximale Sendeleistung von 3 W verstärkt. Der Sendempfänger ist direkt an der Antenne über Hohlleiterverbindungen angebracht, wodurch Leitungslängen und damit einhergehende Verluste möglichst minimal gehalten werden.

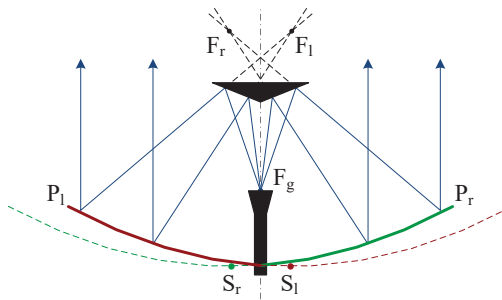


Abbildung A.9: Diese Skizze zeigt den Querschnitt einer Cassegrain-Parabolantenne mit einem konischen Subreflektor und deren Strahlengang und Fokuspunkte, wobei F_g dem Fokuspunkt der Gesamtanordnung, F_r dem Fokuspunkt der rechten Hälfte des Paraboloids und F_l dem Fokuspunkt der linken Hälfte des Paraboloids entspricht.

Cassegrain-Parabolantenne mit Ringfokus

Aufbau des Reflektors

Die hier verwendete Parabolantenne ist vom Cassegrain-Typ und besitzt in dieser speziellen Ausführung einen konisch geformten Subreflektor. Abbildung A.9 zeigt den Querschnitt des Aufbaus dieser Antenne mit dem Strahlengang zwischen Speisepunkt und Hauptstrahlrichtung. Die Besonderheit dieser Variante liegt darin, dass der teilweise parabolisch geformte Hauptreflektor keinen konzentrierten Fokuspunkt besitzt, sondern einen ringförmig verteilten Fokus. Dieses Verhalten lässt sich mit Hilfe von Abbildung A.9 genauer erklären. Die Strahlen, welche vom Speisepunkt kommend von beispielsweise der rechten Hälfte des Subreflektors reflektiert werden, ergeben einen virtuellen Fokuspunkt F_r links von der Symmetrieachse der Antenne. Die reflektierten Strahlen werden anschließend von der rechten Hälfte des Hauptreflektors P_r in Hauptstrahlrichtung gebündelt. Die Form des Querschnitts einer Hälfte des Hauptreflektors entspricht einem Ausschnitt einer Parabel, welche ihren Scheitelpunkt auf der jeweils anderen Seite der Symmetrieachse der Antenne besitzt. Der Scheitel liegt hierbei direkt unterhalb des zugehörigen Brennpunktes F_r , und ist in der Abbildung mit S_r gekennzeichnet. Der für die Antenne verwendete Teil der Parabel ist in der Skizze als durchgezogene Linie gekennzeichnet, während der nicht sichtbare und somit auch nicht verwendete Teil gestrichelt dargestellt wird. Betrachtet man nur eine Hälfte dieses Aufbaus, so wird ersichtlich, dass es sich prinzipiell um eine Offset-Anordnung handelt, welche um die Symmetrieachse der Antenne rotiert wird. Durch die Rotation des Aufbaus ergibt sich ein ringförmiger Fokus für den Hauptreflektor der Antenne.

Der Vorteil dieser Anordnung liegt in der sehr einfachen Konstruktion des Subreflektors, welcher als konisch geformtes Drehteil gefertigt werden kann. Im Vergleich zu einem Subreflektor mit einer ebenen Reflexionsfläche kann hier zudem ein Reflektor mit kleinerem Durchmesser und somit einer geringeren Abschattung des Hauptreflektors verwendet werden, wodurch höhere Direktivitäten erzeugt werden können. Bei der Dimensionierung einer solchen Antenne muss im Unterschied zu Antennen mit flachem oder hyperbolisch geformten Subreflektoren beachtet werden, dass der Hauptreflektor kein Paraboloid ist, welcher durch Rotation einer einzelnen Parabel, sondern durch die Rotation eines Teilausschnitts einer Parabel entsteht. Daher ist es nicht möglich in dieser Anordnung Standard-Parabolreflektoren zu verwenden, es muss ein auf den Subreflektor angepasster Reflektor hergestellt werden.

Speisehorn der Parabolantenne

Für die Speisung der Antenne kommt ein auf die Reflektor-Subreflektor-Anordnung angepasstes Rillenhorn zum Einsatz. Dieses Speisehorn muss verschiedene Anforderungen erfüllen, um für eine solche Antenne verwendet werden zu können. Eine erste Voraussetzung dafür ist, dass das Horn für die beiden Frequenzbereiche im Ka-Band verwendet werden kann. Hornantennen können bei entsprechender Dimensionierung sehr große Bandbreiten erzielen, weshalb sich diese Antennenform sehr gut als Speiseelement einer Ka-Band Antenne eignet. Ein weiteres wichtiges Kriterium der Speiseantenne ist die Form der Hauptkeule, welche den Reflektor ausleuchtet. Hierbei ist es wichtig, möglichst die komplette abgestrahlte Leistung für die Belegung des Reflektors zu verwenden und gleichzeitig die gesamte Fläche des Reflektors auszunutzen. Zu diesem Zweck hat sich die Verwendung von Rillenhörnern [18, S. 785] etabliert. Diese Hörner besitzen im Bereich der Aufweitung Rillen in der Wandung, welche parallel zur Aperturfläche verlaufen. Dadurch können Ströme an den Rändern des Horns vermindert werden, wodurch die Ausprägung von Nebenkeulen reduziert werden kann. Diese Eigenschaft ist insbesondere bei der Speisung von Parabolantennen von Vorteil, da durch die Reduktion von Nebenkeulen die gesamte abgestrahlte Leistung in die Hauptkeule verlagert werden kann und somit höhere Effizienzen erreicht werden können.

Abbildung A.10 zeigt das für die HG-Antenne verwendete Rillenhorn als Schnitt durch ein CAD-Modell. An der Mündung der Antenne sind drei Rillen erkennbar, die axial in die konische Öffnung eingebracht sind und deren Tiefen auf die Verwendung bei 20 GHz und 30 GHz optimiert sind. Die axiale Anordnung der Rillen ermöglicht es, die Antenne als Drehteil beispielsweise aus Aluminium zu fertigen, während eine radiale Ausrichtung der Rillen an dieser Stelle schwieriger zu fertigen wäre.

Im Fall der hier vorgestellten Parabolantenne erscheint der Subreflektor dem Horn unter einem Öffnungswinkel von etwa $\pm 46^\circ$, weshalb die Speiseantenne einen relativ großen Öffnungswinkel und damit einen eher geringen Gewinn benötigt. Das Horn aus Abbildung A.10 wurde so dimensioniert, dass die abgestrahlte Leistung in Richtung

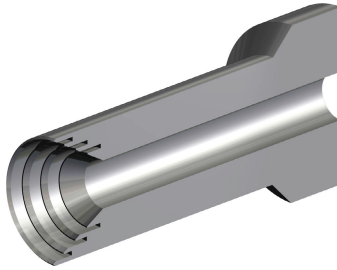


Abbildung A.10: Schnittdarstellung des Rillenhorns, welches als Speiseantenne für die HG Antenne mit *Conical-Scan* verwendet wird

Rand des Subreflektors und damit auch in Richtung Rand des Parabolreflektors im Vergleich zur Hauptstrahlrichtung bei 20 GHz um etwa 12,2 dB abgefallen ist. Da das Horn bei der Sendefrequenz von 30 GHz elektrisch größer wirkt und somit der Gewinn ebenfalls größer ausfällt, liegt die Verringerung der abgestrahlten Leistung zwischen Hauptstrahlrichtung und dem Rand des Hauptreflektors hier bei etwa 18,3 dB. Dadurch ist sichergestellt, dass nur ein sehr geringer Anteil der vom Speisehorn abgestrahlten Leistung am Subreflektor vorbei strahlt und somit für die Gesamtanordnung verloren ist. Ein weiterer Vorteil des Leistungsabfalls zum Rand des Reflektors hin, welcher hier etwas

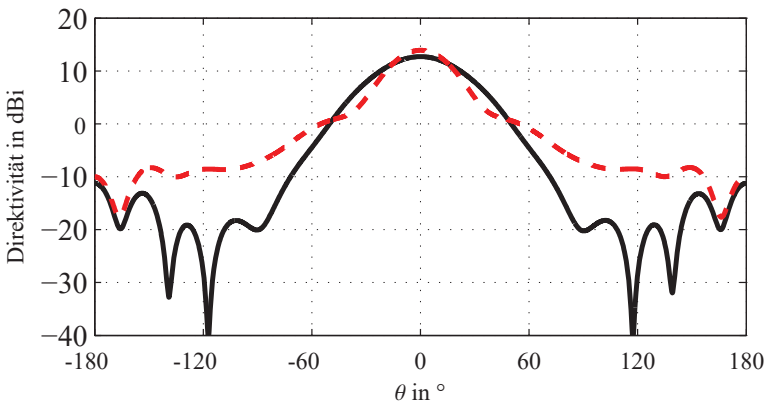


Abbildung A.11: Richtdiagramm einer konischen Hornantenne ohne (rot gestrichelt) und mit Rillen (schwarz) bei 20 GHz

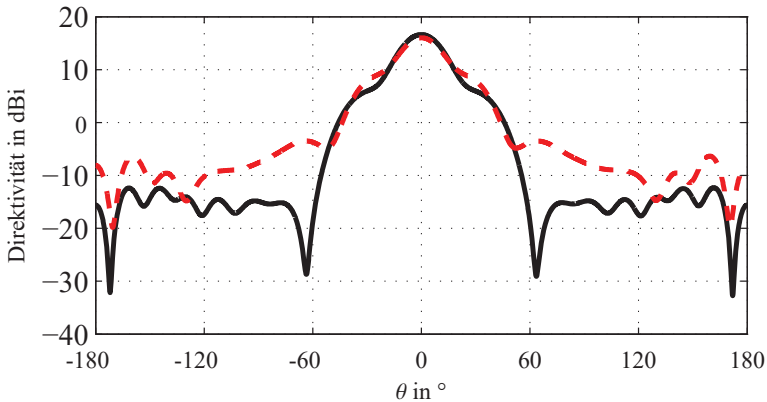


Abbildung A.12: Richtdiagramm einer konischen Hornantenne ohne (rot gestrichelt) und mit Rillen (schwarz) bei 30 GHz

stärker ausfällt, als in [18, S. 919] empfohlen, ist die Reduktion von Beugungs- und Reflexionseffekten am Rand des Parabolreflektors, die zu einem geringeren Nebenkeulenabstand führen würden [7, S. 15-22]. Für den hier vorgestellten Demonstrator wurde somit verstärkt auf eine geringere Ausprägung von Nebenkeulen geachtet.

Die Abbildungen A.11 und A.12 zeigen jeweils zwei Schnitte durch das simulierte Richtdiagramm verschiedener Hornantennen. In Rot gestrichelt sind jeweils die Richtdiagramme eines einfachen konischen Horns ohne Rillen dargestellt, während in schwarz das Richtdiagramm des Rillenhorns mit den gleichen Abmessungen dargestellt ist. Der Rundhohlleiter besitzt einen Durchmesser von 11 mm, die Apertur einen Durchmesser von 28 mm und die Länge der konischen Sektion beträgt 15 mm. In beiden Frequenzbereichen ist deutlich zu erkennen, dass die Abstrahlung außerhalb der Hauptkeule durch das Einbringen der Rillen deutlich reduziert werden kann.

Die Messergebnisse des speziell für die HG-Antenne gefertigten Horns sind in Abbildung A.13 in Form von Schnitten dargestellt. Die erreichten Gewinnreduzierungen bei $\pm 46^\circ$ für 20 GHz und 30 GHz liegen mit etwa 12,6 dB und 18,8 dB relativ genau bei den simulierten Werten. Der Gewinn der Antenne liegt bei 11,5 dBi für 20 GHz und 15,0 dBi für 30 GHz.

Für die Montage des Horns im Fokus der Antenne ist die Kenntnis über die Lage des Phasenzentrums von entscheidender Bedeutung. Das Phasenzentrum der Speiseantenne sollte im Idealfall exakt im Fokuspunkt der Parabolantenne liegen. Da die Lage des Phasenzentrums einer Antenne für verschiedene Frequenzen unterschiedlich sein kann [18, S. 799] ist die Wahl der Position des Horns in vielen Fällen eine Kompromisslösung, da

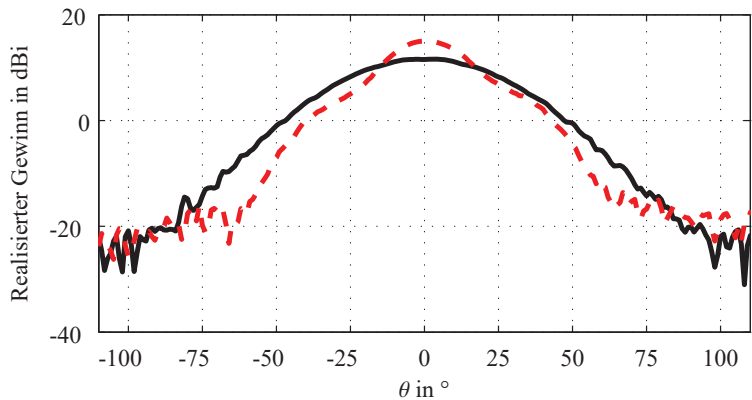


Abbildung A.13: Gemessenes Richtdiagramm des Rillenhorns bei 20 (schwarz) und 30 GHz (rot)

bei einer Verwendung der Antenne für verschiedene Frequenzbänder somit eine optimale Fokussierung nicht gleichzeitig für alle Frequenzen möglich ist. Für das hier vorgestellte Horn liegen die beiden Phasenzentren bei 20 GHz und 30 GHz etwa 6 mm auseinander, wobei das Phasenzentrum bei 30 GHz näher am Speisepunkt des Horns liegt. Eine perfekte Fokussierung der Gesamtanordnung für beide Frequenzbereiche ist dadurch nicht möglich.

Tabelle A.2 zeigt den jeweiligen Gewinn bei 20 GHz und 30 GHz bei einer für jeweils eine Frequenz optimierten Montage des Speisehorns. Hierbei ist zu sehen, dass insbesondere der Gewinn bei 30 GHz für eine Fokussierung auf 20 GHz stark einbricht. Da die Gewinnreduktion für 20 GHz bei einer Fokussierung auf 30 GHz geringer ausfällt, wurde diese Justage als Kompromisslösung für die HG-Antenne mit *Conical-Scan* gewählt.

Tabelle A.2: Gewinn der HG-Antenne für verschiedene Montagepositionen des Speisehorns.

Fokussierung optimiert für	Gewinn @ 20 GHz	Gewinn @ 30 GHz
20 GHz	38,7 dBi	37,0 dBi
30 GHz	37,9 dBi	39,7 dBi

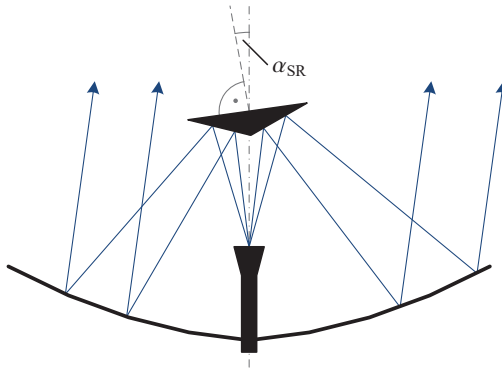


Abbildung A.14: Diese Skizze zeigt den Querschnitt einer Cassegrain-Parabolantenne mit einem leicht verkippten konischen Subreflektor und angedeutetem Strahlengang.

Conical-Scan-Variante

Die hier angewandte Variante des *Conical-Scan* basiert auf einer gezielten Störung der Symmetrie der im vorhergehenden Kapitel beschriebenen Cassegrain-Antenne. Diese Störung wird durch eine leichte Verkipfung des Subreflektors in Bezug zur Symmetrieachse der Antenne erzeugt und ist in Abbildung A.14 skizziert. Hierbei wird ersichtlich, dass eine leichte Schräglage des Subreflektors zu einer Abweichung der Hauptstrahlrichtung von der Symmetrieachse der Antenne führt. Abbildung A.15 zeigt simulierte Schnitte durch das Richtdiagramm der 60 cm Cassegrain-Antenne mit ungestörter Symmetrie und mit einem um 2° verkippten Subreflektor. Die Symmetrieachse liegt hier bei einem Winkel von 0° und es wird ersichtlich, dass die Hauptstrahlrichtung der ungestörten Antenne exakt in dieser Richtung liegt, während die Hauptstrahlrichtung der Antenne mit einem um 2° verkippten Subreflektor um etwa $0,35^\circ$ von der Symmetrieachse abweicht. Diese Abweichung ist bereits ausreichend, um eine *Conical-Scan*-Nachführung der Antenne zu ermöglichen.

Um den *Conical-Scan* durchzuführen, muss die Symmetriestörung um die Symmetrieachse der Antenne rotiert werden. Hierfür wird der Subreflektor in der hier vorgestellten Realisierung mittels eines Elektromotors um die Antennen-Symmetrieachse mit einer Geschwindigkeit von 70 Umdrehungen pro Sekunde rotiert. Dieser Motor ist ein handelsüblicher Elektromotor, wie er beispielsweise im Modellbau verwendet wird und wurde in die mechanische Aufnahme für den Subreflektor integriert. Abbildung A.16 zeigt ein Foto dieses Aufbaus mit dem Speisehorn der Antenne, dem Subreflektor mit dessen Halterung sowie den Motor. Der Motor selbst ist in ein kreuzförmiges Aluminium-Frästeil

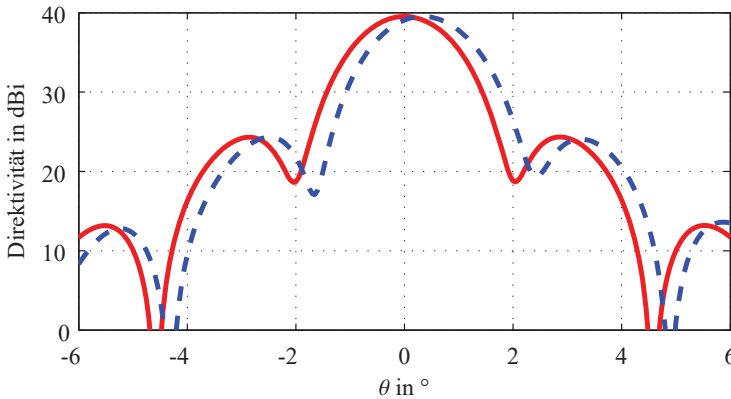


Abbildung A.15: Schnitt durch das simulierte Richtdiagramm einer 60 cm Cassegrain-Antenne mit konischem Subreflektor, welcher gerade (rot durchgehend) bzw. um 2° verkippt montiert ist (blau gestrichelt)

eingepasst, das von vier Streben gehalten wird, welche wiederum am Rand der Parabolantenne montiert sind. Der Subreflektor ist auf der Achse des Motors zusammen mit Ausgleichsgewichten zur Minimierung von Schwingungen angebracht.

Durch den mit 70 Umdrehungen je Sekunde rotierenden Subreflektor wird bei einer Fehlausrichtung der Antenne innerhalb des Detektionsbereichs eine Amplitudenmodulation des empfangenen Signals mit 70 Hz hervorgerufen. Um eine Auswertung des *Conical-Scan* und damit die Generierung eines Fehlervektors zu ermöglichen, wird ein Referenzsignal benötigt, welches synchron zur Drehung des Subreflektor-Motors ist. Hierfür wurde die Programmierung des Motor-Reglers in der Art angepasst, dass beim Durchgang des Rotors im Motor durch eine Referenzposition ein rechteckförmiger Puls ausgegeben wird. Dadurch entsteht eine Rechteck-Pulsfolge, welche synchron zur Rotationsfrequenz des Subreflektors ist und zudem auch einen festen Phasenbezug zur Motorposition und damit auch zur momentanen Richtung der Hauptkeule der Antenne besitzt. Dieses Signal wird dem Phasendiskriminator für die Generierung der Nachführinformationen zur Verfügung gestellt.

Eine wichtige Stellgröße in diesem Aufbau ist der Kippwinkel α_{SR} des Subreflektors relativ zur Symmetrieachse des Hauptreflektors. Wird dieser Winkel sehr klein gewählt, so wird die Richtung der Hauptkeule der Antenne nur sehr gering verschoben und das empfangene Signal wird bei einer Fehlausrichtung kaum moduliert. Ist dieser Winkel sehr groß gewählt, erzielt man eine starke Amplitudenmodulation bei Fehlausrichtung, jedoch wird dadurch auch die Direktivität in Richtung der Symmetrieachse, also bei

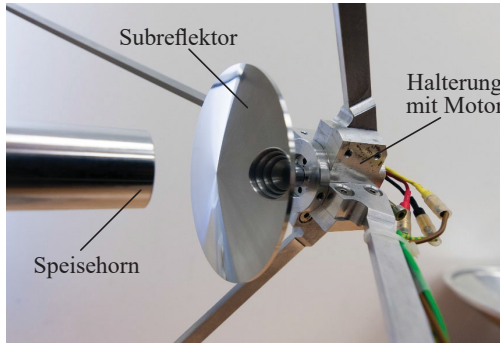


Abbildung A.16: Foto eines Teilbereichs der verwendeten Parabolantenne mit Speisehorn, Subreflektor und Halterung, welche den Motor trägt

optimaler Ausrichtung, stark verringert. Die wichtigsten Kenngrößen der *Conical-Scan*-Antenne und ihr Verhalten bei einer variablen Verkipfung des Subreflektors sind in Abbildung A.17 als Ergebnisse von Simulationsreihen dargestellt. R_{CS} entspricht dabei dem Rotationsradius der Hauptstrahlrichtung der Antenne. Dieser Radius nimmt über einen Bereich für α_{SR} von 0° bis 5° nahezu linear zu und zeigt zudem, dass die Hauptstrahlrichtung für einen Kippwinkel von 0° keiner Verschiebung unterliegt. Die Werte D_{20} und D_{30} sind jeweils die Direktivität der Antenne in Richtung der Symmetrieachse und entsprechen damit der Direktivität, welche bei einer optimalen Ausrichtung der Antenne durch die *Conical-Scan*-Nachführung verwendet wird. Diese Diagramme zeigen deutlich, wie stark die nutzbare Direktivität mit größer werdendem Kippwinkel abnimmt, wodurch dieser Parameter den Kippwinkel nach oben hin begrenzt. Ein Maß, welches die minimale Verkipfung des Subreflektors bestimmt, stellt hier die Steilheit S_{TCS} der Amplitude des Fehlervektors bei optimaler Ausrichtung der Antenne dar. Diese Steilheit entspricht der ersten Ableitung der Amplitude des Modulationssignals aus Gleichung (A.2) bei optimaler Ausrichtung der Antenne und ist somit ein Maß dafür, wie stark sich die Amplitudenmodulation bei einer Änderung der Ausrichtung der Antenne ändert. Für die Generierung des Fehlervektors ist eine große Steilheit gewünscht, um eine möglichst hohe Messdynamik zu erzielen. Bei der Wahl des Kippwinkels muss somit ein Kompromiss zwischen der Steilheit S_{TCS} und der nutzbaren Direktivität bei der Send- und der Empfangsfrequenz gefunden werden. In diesem Fall wurde eine maximale Reduktion der beiden Direktivitäten von 0,5 dB bei 20 GHz und 1,0 dB bei 30 GHz angesetzt, wodurch sich ein für diesen Fall optimaler Kippwinkel von 2° ergibt.

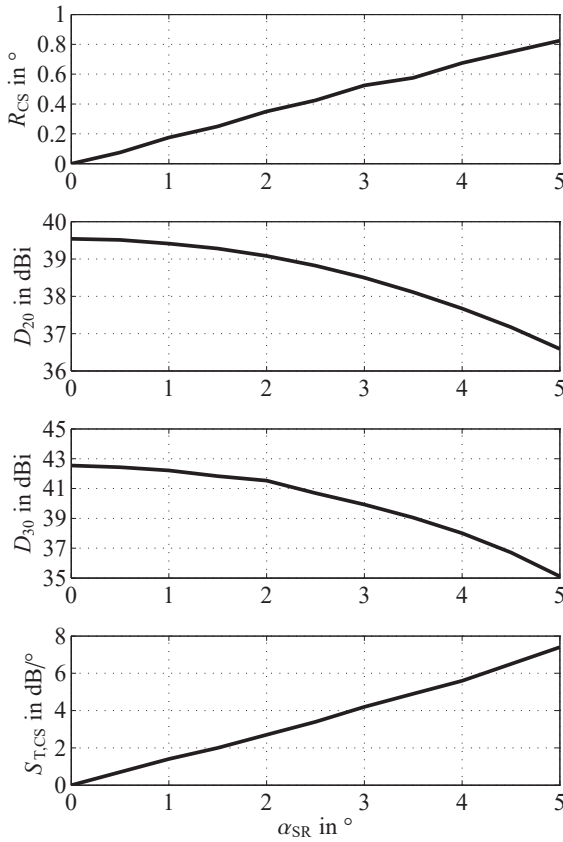


Abbildung A.17: Wirkung des Verkippungswinkels des Subreflektors α_{SR} auf die Parameter *Conical-Scan*-Radius R_{CS} , Direktivität D_{20} bei 20 GHz und D_{30} bei 30 GHz in Richtung der optischen Achse der Antenne sowie die Steilheit des Amplitudenverlaufs des Fehlervektors bei optimaler Antennenausrichtung S_{TCS}

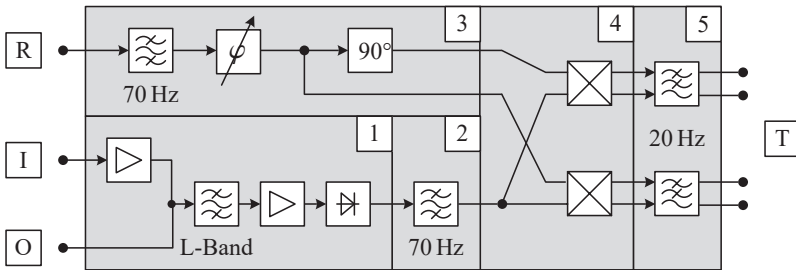


Abbildung A.18: Blockschaltbild des Phasendiskriminators

Generierung des Fehlervektors

Um aus dem empfangenen Signal und dem Referenzsignal den Fehlervektor zu ermitteln, wird hier ein analoger Phasendiskriminator verwendet, welcher bei der Rotationsfrequenz des Subreflektors von 70 Hz funktioniert. Abbildung A.18 zeigt ein Blockschaltbild des Moduls mit Kennzeichnung der einzelnen Komponenten, welche auch im Foto des Diskriminators in Abbildung A.19 beschriftet sind.

Abschnitt „1“ ist der Hochfrequenzanteil dieser Schaltung, welcher im Bereich der Zwischenfrequenz im L-Band arbeitet. Hier wird das vom LNB kommende Signal „I“ verstärkt und anschließend aufgeteilt, sodass ein Teil des Signals für die Generierung des

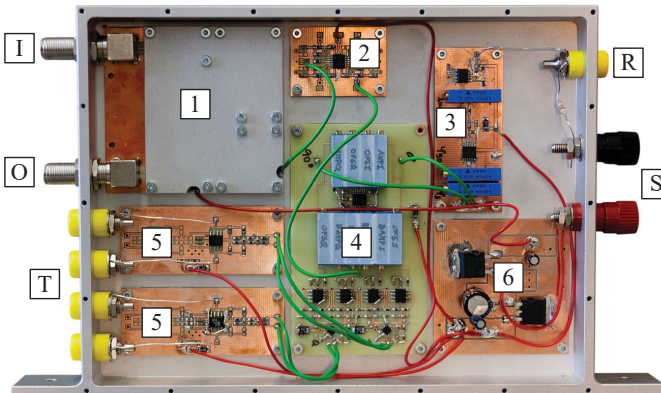


Abbildung A.19: Foto des Phasendiskriminators, welcher zur Generierung des Nachführvektors im Conical-Scan-System verwendet wird

Fehlervektors und der andere Teil, hier mit „O“ gekennzeichnet, von der IDU verwendet werden kann. Die Verstärkung sowie das Teilerverhältnis sind so gewählt, dass das durchgeschleuste Signal keine Dämpfung oder Verstärkung erfährt. Das für den Diskriminator verwendete Signal wird nach dem Teiler mit einem Bandpassfilter mit einem Bandbereich von 0,95-1,95 GHz gefiltert und weiter verstärkt, um anschließend das mit 70 Hz amplitudenmodulierte Signal mit Hilfe eines Detektors zu demodulieren. Anschließend wird das Signal erneut mit einem Bandpassfilter in Abschnitt „2“, welcher in diesem Fall eine Bandmittenfrequenz von 70 Hz besitzt, gefiltert, um höhere Frequenzanteile, welche durch Unregelmäßigkeiten des Richtdiagramms über eine Drehung entstehen können, zu unterdrücken.

Parallel dazu wird aus dem vom Motor-Regler erzeugten Referenzsignal „R“ in Form einer Rechteckfolge in Abschnitt „3“ mit einem Bandpassfilter ein sinusförmiges Signal erzeugt, welches weiterhin synchron zur Drehung des Motors ist. Um die beiden Komponenten des Fehlervektors in ihrer Ausrichtung anpassen zu können, ist an dieser Stelle ein Phasenschieber eingesetzt. Damit lassen sich die Ausgangssignale des Diskriminators beispielsweise in Richtung Azimut und Elevation oder auch passend zu den beiden Achsen des Antennenpositionierers ausrichten. Anschließend wird das Signal geteilt, wobei eins der beiden Signale um 90° verzögert wird. Diese beiden Signale werden dann mit einem Zweikanal-Mischer in Abschnitt „4“ mit dem demodulierten Signal aus den Abschnitten „1“ und „2“ gemischt, um die beiden Komponenten des Fehlervektors „T“ zu erzeugen. Die Mischer erzeugen symmetrische Signale, welche in Abschnitt „5“ mit je einem aktiven Tiefpass mit einer Grenzfrequenz von 20 Hz gefiltert werden, um den Gleichanteil der Mischprodukte zu erhalten. Die mathematischen Grundlagen hierzu sind in Kapitel A.1 ausführlich dargestellt.

Abbildung A.19 zeigt ein Foto des Phasendiskriminators mit den Bezeichnungen, welche bereits im Blockschaltbild verwendet wurden. Hinzu kommt an dieser Stelle der Spannungsregler „6“, welcher aus der Versorgungsspannung „S“ eine konstante Spannung von 5 V erzeugt, mit welcher die einzelnen Komponenten des Phasendiskriminators versorgt werden.

Abbildung A.20 zeigt das Ergebnis einer Messung der Fehlerspannung für eine Ebene, die vom Phasendiskriminator erzeugt wird, wenn die Antenne gezielt fehlausgerichtet wird. Hierfür wurde die Antenne auf den Satelliten „Hotbird 6“ ausgerichtet, welcher im Ka-Band linear polarisierte Transponder besitzt. Dieser Satellit bietet sich für eine solche Messung an, da er sehr konstant und gleichmäßig auf beiden linearen Polarisierungen ausgelastet ist, wodurch er es ermöglicht, dass die HG Antenne unabhängig von der Ausrichtung ihrer linearen Polarisierung ein konstantes Signal empfängt, wenn sie auf den Satelliten zeigt.

Für die hier dargestellte Messung wurde die Antenne in der Elevationsebene relativ zur Richtung des Satelliten fehlausgerichtet und die zugehörige Fehlerspannung für diese Ebene aufgenommen. Der Phasenschieber aus Block „3“ des Phasendiskriminators

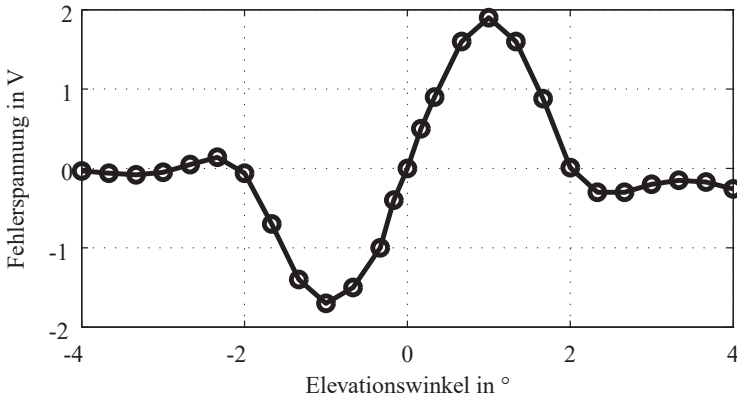


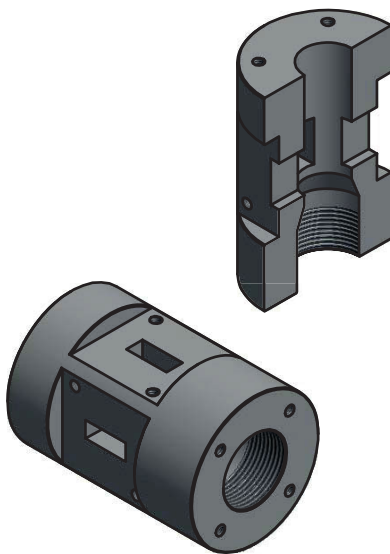
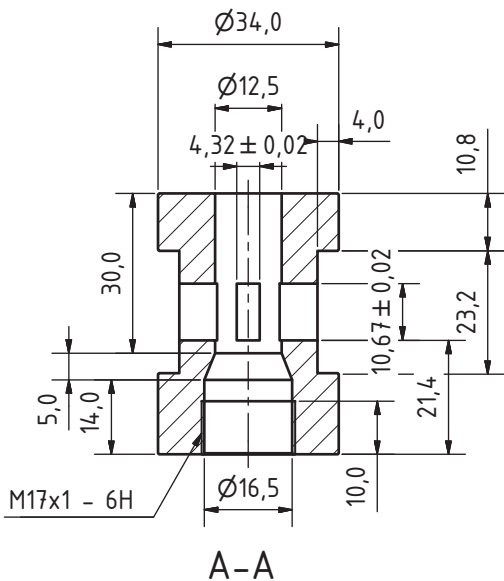
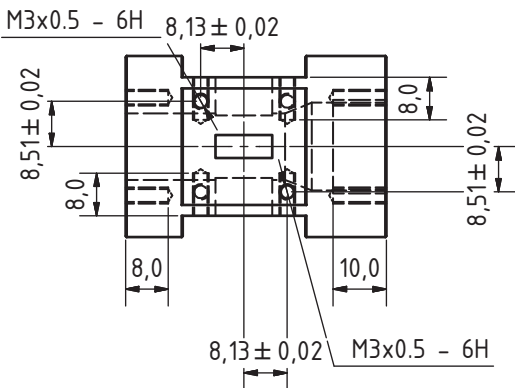
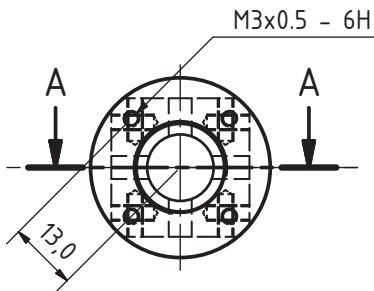
Abbildung A.20: Gemessene Fehlervoltage für die Elevationsachse bei Abweichung von der Satellitenrichtung in der Elevation

wurde zuvor so eingestellt, dass die hier gemessene Ausgangsspannung der Fehlausrichtung in der Elevation entspricht. Die differentielle Spannung ist in Abbildung A.20 dargestellt und zeigt den typischen Verlauf mit einem Detektionsbereich von etwa $\pm 2^\circ$ und einem inneren Detektionsbereich von etwa $\pm 1^\circ$. Die maximale Spannung, welche hier auftritt, ist mit dem aktiven Ausgangsfilter auf ca. 2 V eingestellt. Je nach den Anforderungen des Regelkreises zur Positionierernachführung kann diese maximal auftretende Spannung und damit auch die Steilheit in der Mitte der Kurve weitgehend frei eingestellt werden. Die verwendete Betriebsspannung von 5 V begrenzt die Ausgangsspannung auf ebenfalls maximal 5 V, jedoch sollte die Ausgangsspannung ausreichend kleiner gehalten werden, um ein eventuelles Übersteuern zu vermeiden.

A.3 Technische Zeichnungen

Hohlleiter-Modenkoppler für TM_{01} -Monopuls-Nachführung für Sende- und Empfangsbetrieb

Auf den nachfolgenden Seiten sind die technischen Zeichnungen für die Fertigung des Hohlleiter-Modenkopplers und des zugehörigen Diplexers aus Kapitel 5 dargestellt. Die Bemaßungen der Frästeile dienen hauptsächlich der Einordnung der Gesamtgröße bzw. dem Hinweis auf besonders relevante Stellen.



Alle Maße ohne Toleranzangabe
mit einer Toleranz von $\pm 0,1$ mm
ausführen.

Modenkoppler

Anzahl: 2

Material: Aluminium

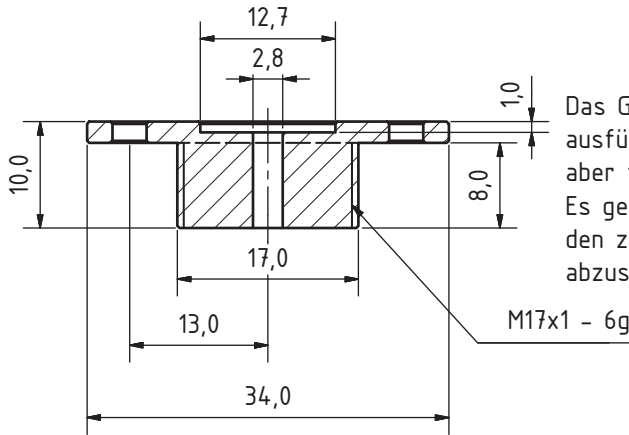
				Datum	Name
			Gezeichnet	15.10.2010	H. Bayer
			Kontrolliert		
			Norm		
Status	Änderungen	Datum	Name		

Dualband-Modenkoppler

2

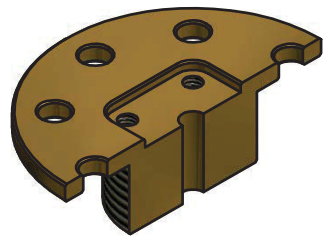
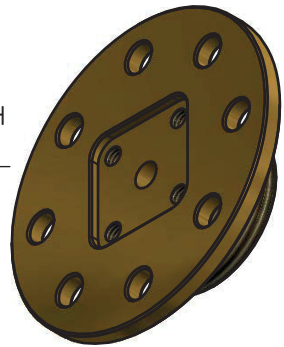
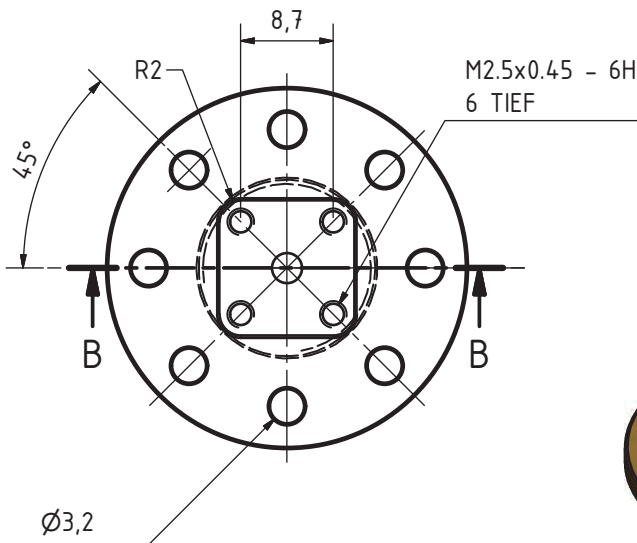
A4

B-B (2 : 1)



Das Gewinde als Feingewinde ausführen (so fein wie möglich, aber technisch noch sinnvoll)
Es genügt, das Gewinde auf den zugehörigen Modenkoppler abzustimmen.

M17x1 - 6g



Alle Maße ohne Toleranzangabe mit einer Toleranz von $\pm 0,1$ mm ausführen.

Deckel

Anzahl: 2

Material: Messing

Alle Fasen ca. 0,2 X 45°

Das große Gewinde so fertigen, dass es in den Modenkoppler zu schrauben geht.

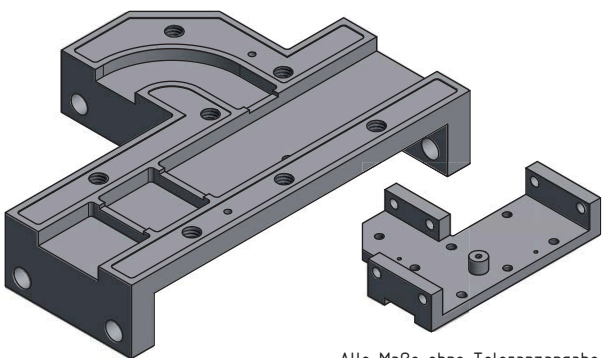
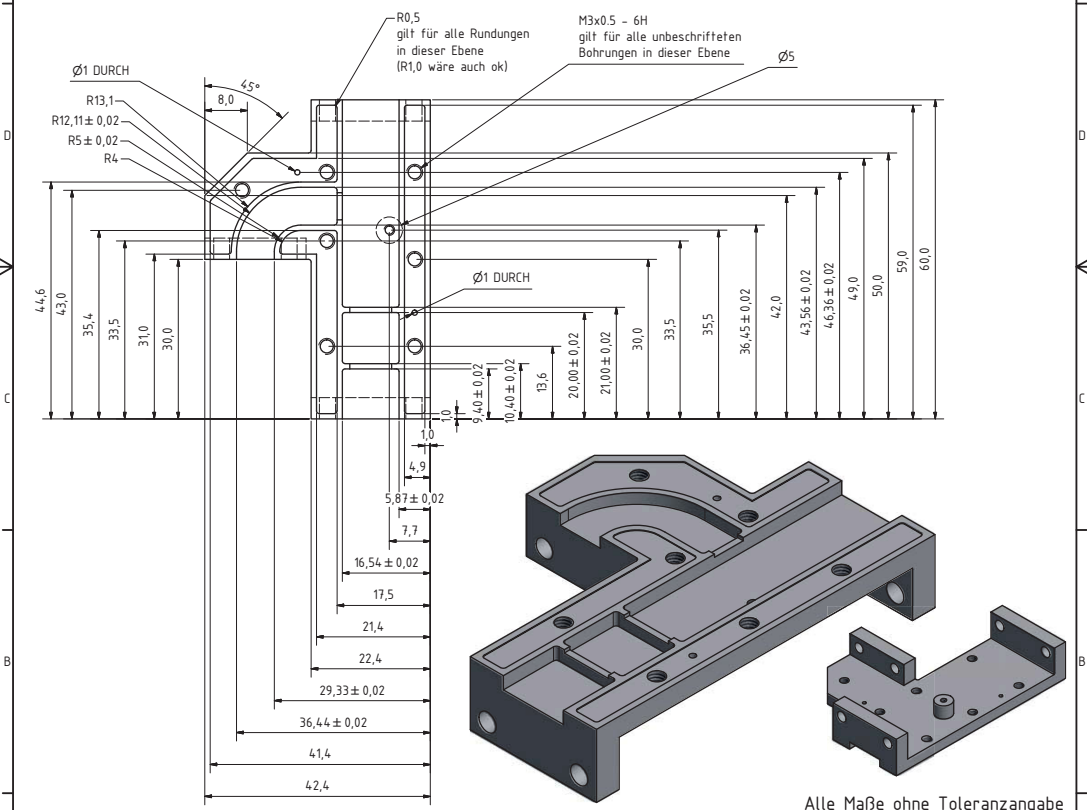
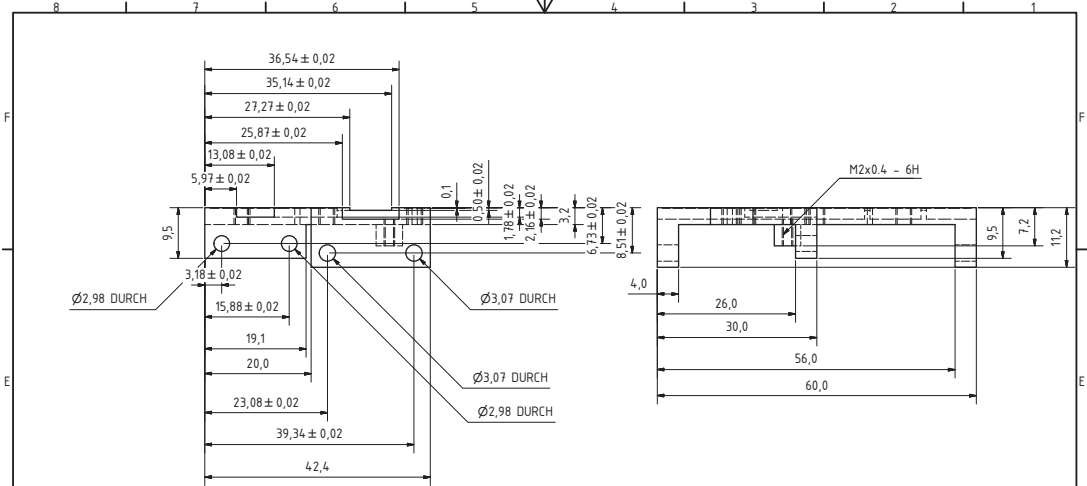
Dualband-Modenkoppler

3

A4

Status Änderungen Datum Name

Datum Name
Gezeichnet 15.10.2010 H. Bayer
Kontrolliert
Norm



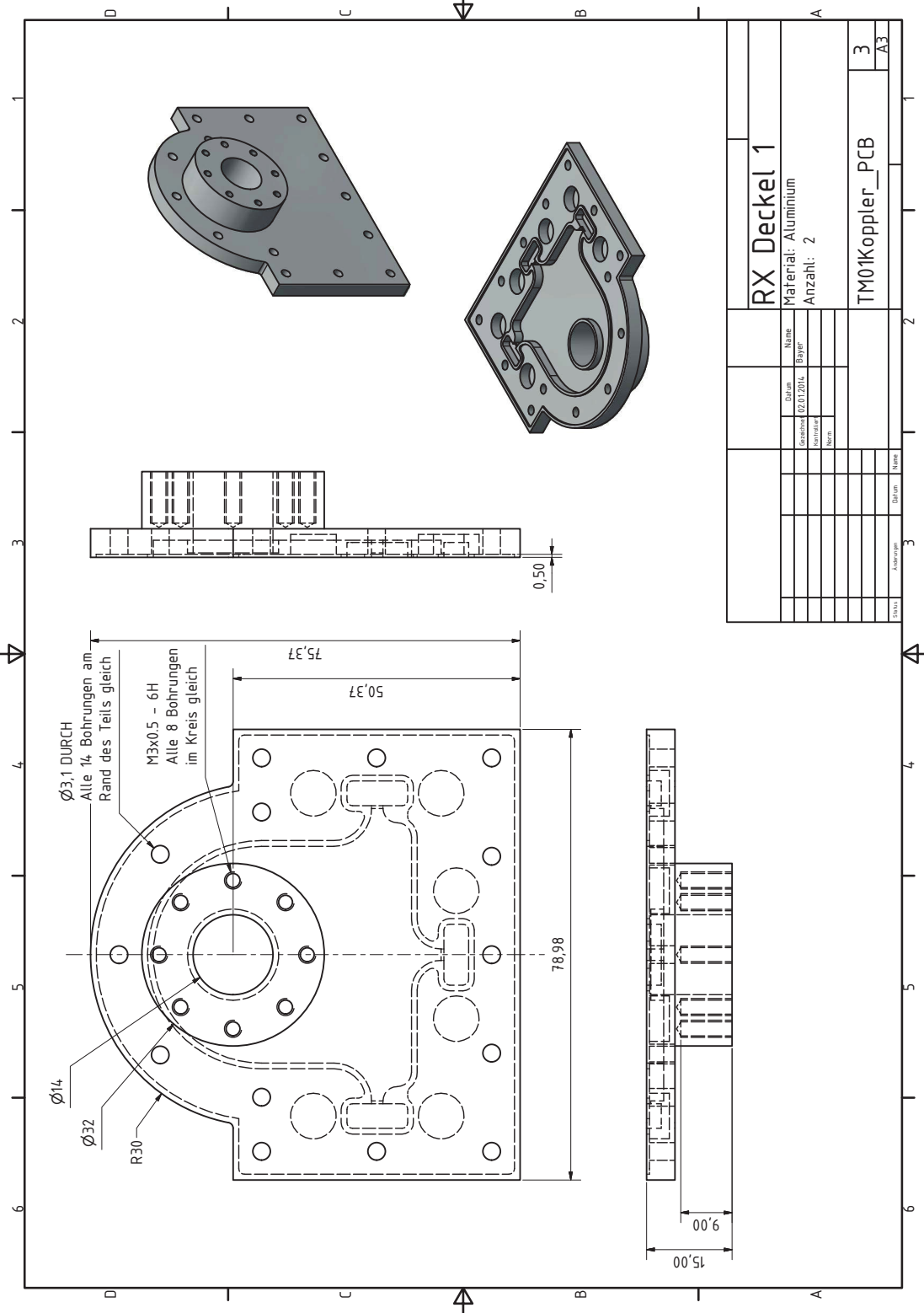
Das Teil ist die untere Hälfte des Duplexers. Die Oberseite muss auch gefertigt werden. Sie ist prinzipiell baugleich, jedoch entsprechend spiegelverkehrt und muss exakt zur oberen Hälfte passen. Die 1 mm Löcher dienen der Aufnahme von Passstiften. Die M3 Bohrungen sollen in der Oberhälfte entsprechend 3,2 mm Bohrungen sein, damit die beiden Hälften verschraubt werden können.

Alle Maße ohne Toleranzangabe mit einer Toleranz von $\pm 0,1$ mm ausführen.

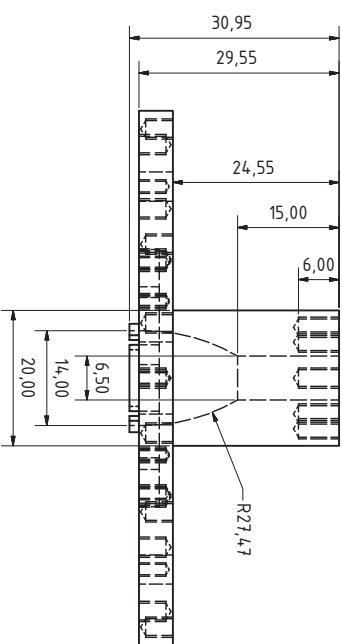
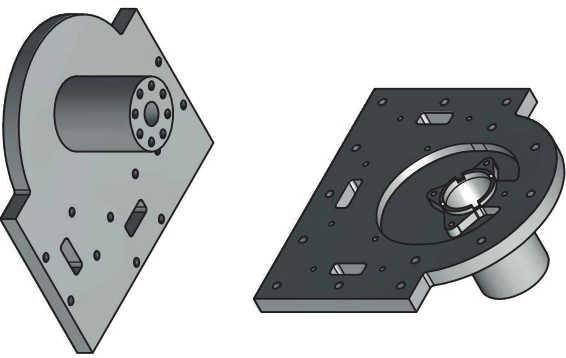
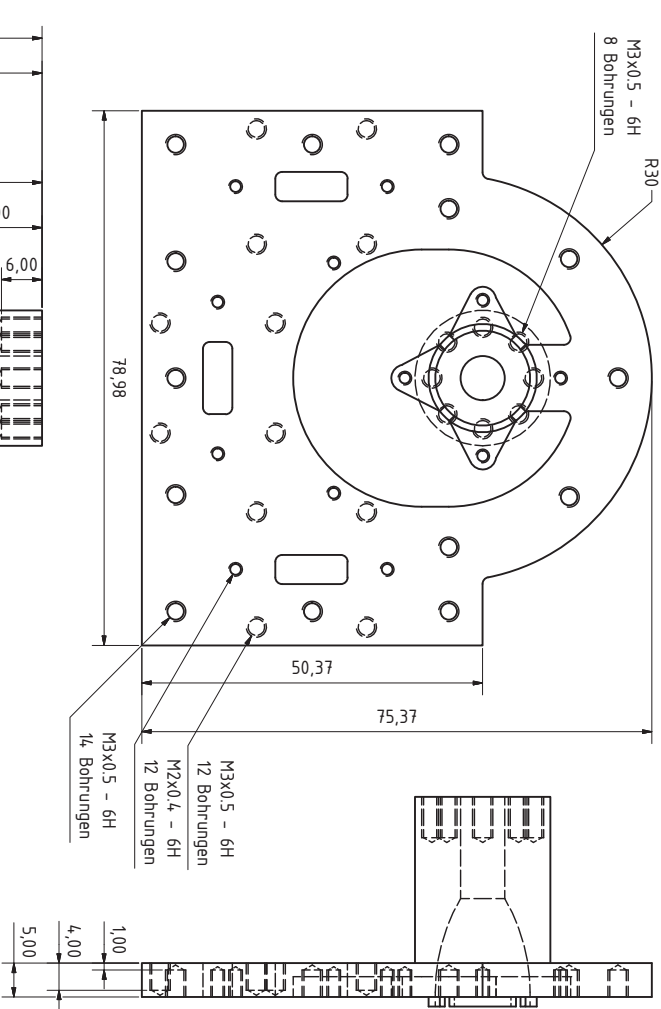
				Duplexer U / 0		Anzahl: 4
				Material: Aluminium		
				Insgesamt müssen 4 Unter- und 4 Oberhälften gefertigt werden.		
				Dualband-Modenkoppler		
				5		
				A2		

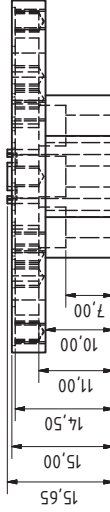
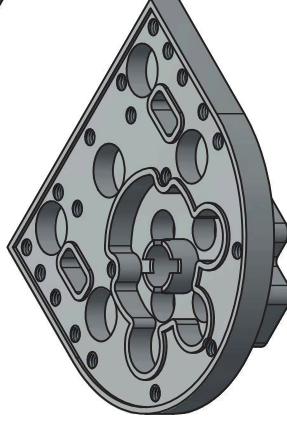
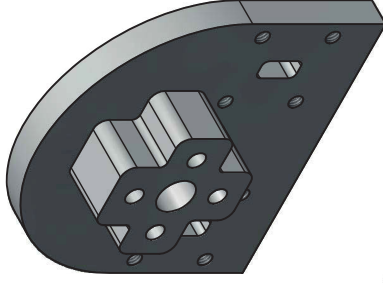
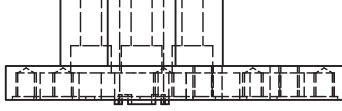
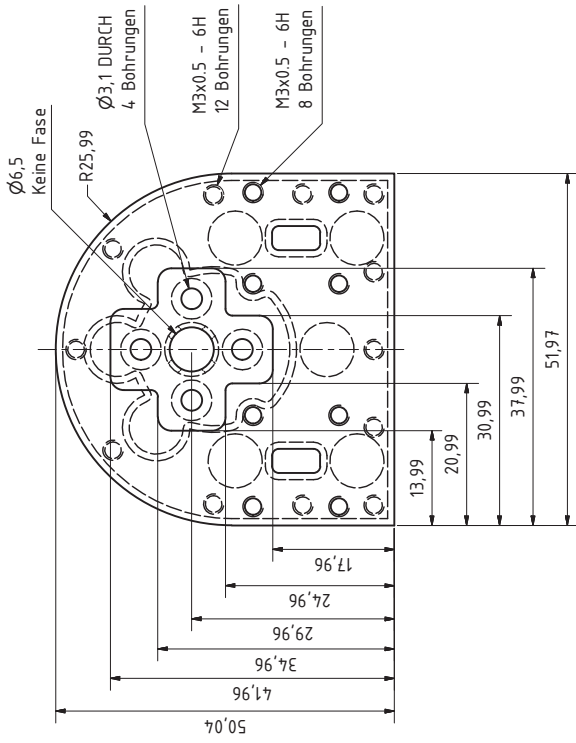
Streifenleitungsbasierter Koppler für TM_{01} -Monopuls-Nachführung

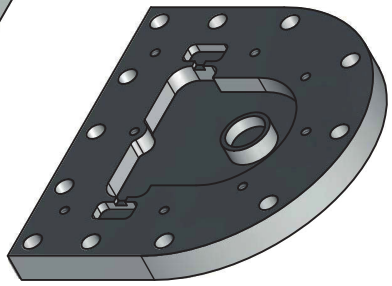
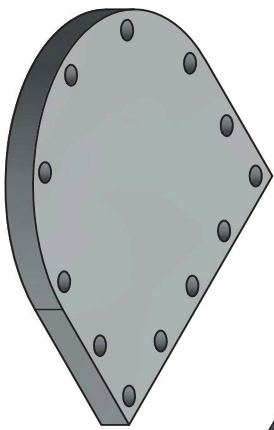
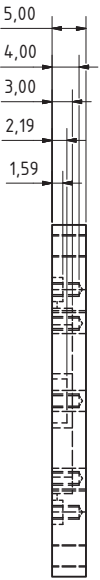
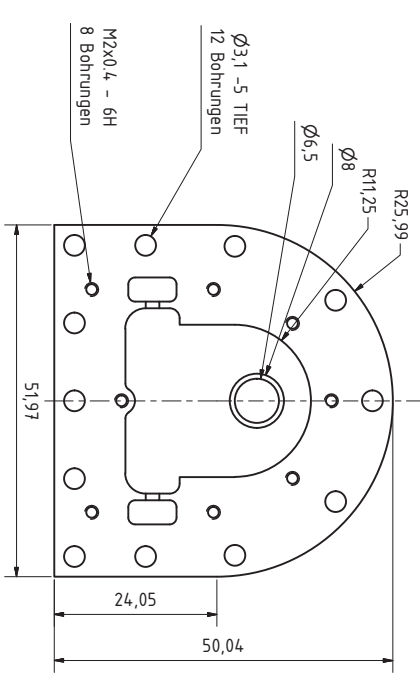
Auf den nachfolgenden Seiten sind die technischen Zeichnungen für die aus Aluminium gefrästen Abschirmdeckel des in Kapitel 6 vorgestellten Modenkopplers dargestellt. Die Bemaßungen der Frästeile sind nicht vollständig, da sie hauptsächlich der Einordnung der Gesamtgröße bzw. dem Hinweis auf besonders relevante Stellen dienen sollen.



--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--



[illegible]



										TX Deckel 2			
										Material: Aluminium			
										Anzahl: 2			
										TM01koppier_PCB		7	
												A3	

Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen und relevanten Symbole

Abkürzungen

BP	Bandpass
BUC	Sendesignalumsetzer (<i>block upconverter</i>)
CAD	Rechnerunterstütztes Konstruieren (<i>computer-aided design</i>)
CDF	Verteilungsfunktion (<i>cumulative distribution function</i>)
DC	Gleichspannung
EIRP	Äquivalente isotrope Strahlungsleistung (<i>equivalent isotropically radiated power</i>)
EM	<i>electromagnetic</i>
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i>
FDTD	Finite Differenzen Methode im Zeitbereich
FEM	Finite Elemente Methode
FF	Fernfeld
FORTE	<i>Facility for Over-the-Air Research and Testing</i>
GEO	Geostationärer Satellit
GPS	<i>Global Positioning System</i>
HF	Hochfrequenz
HG	<i>high-gain</i>
IDU	Inneneinheit (<i>indoor unit</i>)
IMU	Inertiale Messeinheit (<i>inertial measurement unit</i>)
IQ	Inphase/Quadratur
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
KASYMOSA	Ka-Band Systeme für die mobile Satellitenkommunikation
LEO	<i>low earth orbit</i> Satellit
LHCP	Linkshändig zirkulare Polarisation (<i>left-hand circular polarisation</i>)
LNB	Rauscharmer Signalumsetzer (<i>low noise block</i>)
LP	<i>low-profile</i>
LTE	Mobilfunkstandard (<i>long term evolution</i>)
MEMS	Mikroelektromechanisches System
MEO	<i>medium earth orbit</i> Satellit
MLFMM	<i>Multi-Level Fast Multipole Method</i>
MoM	Momentenmethode (<i>method of moments</i>)
MOSAKA	Mobile Satellitenkommunikation im Ka-Band
NF	Nahfeld
NMEA	<i>National Marine Electronics Association</i>
ODU	Außeneinheit (<i>outdoor unit</i>)

PC	<i>personal computer</i>
PCB	Leiterkarte (<i>printed circuit board</i>)
RHCP	Rechtshändig zirkulare Polarisation (<i>right-hand circular polarisation</i>)
TP	Tiefpass
TRX	Sendeempfänger (<i>Transceiver</i>)
TV	<i>television</i>
UMTS	Mobilfunkstandard (<i>universal mobile telecommunications system</i>)
VSAT	<i>very small aperture terminal</i>
XPD	<i>cross-polarisation discrimination</i>
ZF	Zwischenfrequenz

Symbole

A_{CS}	Amplitude des Empfangssignal bei <i>Conical-Scan</i> -Nachführung
A_p	Projizierte geometrische Fläche einer Parabolantenne
A_w	Antennenwirkfläche
D	Direktivität
D_A	Maximale Antennenausdehnung
D_p	Durchmesser einer Parabolantenne
\underline{E}_Δ	Komplexes Differenz-Empfangssignal
\underline{E}_Σ	Komplexes Summen-Empfangssignal
$EIRP_{\text{Aggregate}}$	EIRP aller Terminals im Kommunikationssystem in Summe
$EIRP_{\text{Terminal}}$	EIRP des Einzelterminals
f	Brennweite einer Parabolantenne
$f_{c_{nm}}$	Grenzfrequenzen für ausbreitungsfähige Moden TE_{nm} und TM_{nm} in einem Rundhohlleiter
F_{Gr}	Gruppencharakteristik
G/T	Empfängerempfindlichkeit (Verhältnis von Gewinn zu Rauschtemperatur eines Empfangssystems)
G_{co}	Gewinn in Kopolarisation
G_f	Gewinn der Speiseantenne für eine Parabolantenne
G_r	Gewinn der Empfangsantenne
G_t	Gewinn der Sendeantenne
G_x	Gewinn in Kreuzpolarisation
K	Korrekturfaktor
L_0	Streckendämpfung
P_r	Empfangsleistung
P_t	Sendeleistung des Transmitters
R_{CS}	Scan-Radius beim <i>Conical-Scan</i> -Verfahren

r_{FF}	Fernfeldabstand
R_{ID}	Radius des inneren Detektionsbereichs
R_{rt}	Abstand zwischen Sender und Empfänger
$S_{\text{T,CS}}$	Steilheit des Amplitudenverlaufs des Fehlervektors beim <i>Conical-Scan</i> -Verfahren
\underline{T}_{M}	Nachführvektor im Monopuls-System
T_{System}	Systemrauschtemperatur
$\underline{T}_{\text{TM}_{01}}$	Nachführvektor im TM_{01} Monopuls-System
α_{SR}	Kippwinkel des Subreflektors
ΔAz	Relative Abweichung in der Azimutebene
ΔEl	Relative Abweichung in der Elevationsebene
ϵ	Permittivität
ϵ_{ap}	Apertur-effizienz
θ	Winkel im sphärischen Koordinatensystem
Θ	Winkel
λ	Wellenlänge
μ	Magnetische Permeabilität
φ	Winkel im sphärischen Koordinatensystem
ω	Kreisfrequenz

Literaturverzeichnis

- [1] Albert Heuberger, “*MOSAKA - Mobile Satellitenkommunikation im Ka-Band: Schlussbericht*,” 2012.
- [2] “Webseite von General Dynamics: SATCOM Technologies,” <http://www.gdsatcom.com/sotm.php>, 2016.
- [3] “Webseite der Inmarsat plc.,” <http://www.inmarsat.com/>, 2016.
- [4] “Webseite der Iridium Communications Inc.,” <http://www.iridium.com>, 2016.
- [5] “Webseite der Globalstar Europe Satellite Services Ltd.,” <http://www.globalstar.com>, 2016.
- [6] “Webseite von tooway™ der Eutelsat S.A.,” <http://www.tooway.de>, 2016.
- [7] John L. Volakis, *Antenna Engineering Handbook, fourth edition.*, The McGraw-Hill Companies, New York, 2007.
- [8] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ, 2005.
- [9] Roger Cochetti, *Mobile Satellite Communications Handbook, Second Edition*, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ, 2015.
- [10] “*Satellite Earth Stations and Systems (SES); Harmonized EN for Earth Stations on Mobile Platforms (ESOMP) transmitting towards satellites in geostationary orbit in the 27,5 GHz to 30,0 GHz frequency bands covering the essential requirements of article 3.2 of the R&TTE Directive*,” ETSI EN 303 978 V1.1.2, 2013.
- [11] G. Siegert, W. Felber, F. Raschke, M. Alazab, D. Ogermann, A. Knopp, und M. Landmann, “*Advances of far field test range for SatCom On-the-Move terminals*,” in *2014 7th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference and the 13th Signal Processing for Space Communications Workshop (ASMS/SPSC)*, 2014, pp. 428–435.
- [12] “Webseite der Orbit Communication Systems Ltd.,” <http://www.orbit-cs.com/>, 2016.

- [13] “Webseite der National Marine Electronics Association,” <http://www.nmea.org/>, 2016.
- [14] G.J. Hawkins, D.J. Edwards, und Prof. J.P McGeehan, “*Tracking Systems for Satellite Communications*,” *IEE Proceedings F, Radar & Signal Processing*, vol. 135, no. 5, pp. 393–407, 1988.
- [15] Katrin Hässner, Frank Wötzel, und Mario Nowack, “*Anordnung zur Beeinflussung der Strahlungscharakteristik einer Reflektorantenne, insbesondere einer zentralfokussierten Reflektorantenne*,” Internationales Patent, Veröffentlichungsnummer: WO2008/098570 A1, Aktenzeichen: PCT/DE2008/000284, 21.08.2008.
- [16] EM Solutions Pty Ltd., “*EM Solutions Awarded CTD for Ka-band Mounted Battle Command On-The-Move*,” Pressemitteilung, <http://www.emsolutions.com.au/news-events-case-studies/press-releases>, 2008.
- [17] I.M. Davis, J.S. Kot, C. Granet, G. Pope, und K. Verran, “*Compact Shaped Dual-Reflector System For Military Ka-band SATCOM on the move*,” in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2011, pp. 3518–3521.
- [18] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design, third edition.*, John Wiley and Sons Inc, 2005.
- [19] Klaus W. Kark, *Antennen und Strahlungsfelder, Elektromagnetische Wellen auf Leitungen, im Freiraum und ihre Abstrahlung, 3., erweiterte Auflage*, Vieweg+Teubner, GWV Fachverlage GmbH, Wiesbaden, 2010.
- [20] Samuel Silver, *Microwave Antenna Theory and Design*, The McGraw-Hill Companies, New York, 1949.
- [21] “*IEEE Standard Definitions of Terms for Radio Wave Propagation*,” *IEEE Std 211-1997*, pp. i–, 1998.
- [22] P. Watson und S. Ghobrial, “*Off-Axis Polarization Characteristics of Cassegrainian and Front-Fed Paraboloidal Antennas*,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 20, no. 6, pp. 691–698, Nov 1972.
- [23] P. Hannan, “*Microwave Antennas Derived from the Cassegrain Telescope*,” *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 9, no. 2, pp. 140–153, März 1961.
- [24] C. Granet, “*A Simple Procedure for the Design of Classical Displaced-Axis Dual-Reflector Antennas Using a Set of Geometric Parameters*,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 41, no. 6, pp. 64–72, Dezember 1999.

- [25] A.P. Popov und T. Milligan, “*Amplitude Aperture-Distribution Control in Displaced-Axis Two-Reflector Antennas*,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 39, no. 6, pp. 58–63, Dezember 1997.
- [26] “Webseite von TICRA, Dänemark,” <http://www.ticra.com>, 2016.
- [27] “Webseite der ANSYS, Inc.,” <http://www.ansys.com>, 2016.
- [28] “Webseite von FEKO,” <http://www.feko.info/>, 2016.
- [29] “Webseite der CST – Computer Simulation Technology AG,” <http://www.cst.com/>, 2016.
- [30] Jiming Song, Cai-Cheng Lu, und Weng Cho Chew, “*Multilevel Fast Multipole Algorithm for Electromagnetic Scattering by Large Complex Objects*,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 10, pp. 1488–1493, Oktober 1997.
- [31] L.J. Foged, M.A. Saporetti, M. Sierra-Castanner, E. Jorgensen, T. Voigt, F. Calvano, und D. Tallini, “*Measurement and Simulation of Reflector Antenna*,” in *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2015, pp. 1–5.
- [32] Richard C. Johnson, H.A. Ecker, und J.S. Hollis, “*Determination of Far-Field Antenna Patterns from Near-Field Measurements*,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 61, no. 12, pp. 1668–1694, Dezember 1973.
- [33] Thilo Weber, “*Nahfeldmessung zur Charakterisierung der Strahlungseigenschaften von Hochgewinnantennen bei Arbeitsfrequenzen bis 30 GHz*,” Diplomarbeit, Technische Universität Ilmenau, Germany, Dezember 2009.
- [34] S. Ghosh, “*A New Monopulse Feed System for Increased Tracking Accuracy of Radars*,” in *Microwave Conference, 1991. 21st European*, 1991, vol. 2, pp. 1122–1127.
- [35] A. M. El-Tager, H. N. Ahmad, und M. M. Darwish, “*Multimode Antenna Feed System for an X-Band Monopulse Radar*,” in *2009 IEEE Radar Conference*, 2009.
- [36] F. Meng und W. Dou, “*Compact Monopulse Antenna with Low Sidelobe at Ka-band*,” in *2008 China-Japan Joint Microwave Conference*, 2008, pp. 419–422.
- [37] U. Lidvall, M. Persson, und G. Larsson, “*Broadband Multimode Feed for Monopulse Tracking Antenna*,” in *Microwave Conference, 1988. 18th European*, 1988, pp. 500–505.

- [38] A. Geise, A. F. Jacob, K. Kuhlmann, H. Pawlak, R. Gieron, P. Siatchoua, D. Lohmann, S. Holzwarth, O. Litschke, M. V. T. Heckler, L. Greda, A. Dreher, und C. Hunscher, “*Smart Antenna Terminals for Broadband Mobile Satellite Communications at Ka-Band*,” in *Antennas, 2007. INICA '07. 2nd International ITG Conference on*, 2007, pp. 199–204.
- [39] M. Geissler, O. Litschke, S. Otto, und R. Gieron, “*Modular concept for satcom terminal antennas*,” in *2016 German Microwave Conference (GeMiC)*, 2016, pp. 35–38.
- [40] A. Krauss, H. Bayer, R. Stephan, und M.A. Hein, “*Low-Profile Tracking Antenna for Ka-Band Satellite Communications*,” in *2013 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, Sept 2013, pp. 207–210.
- [41] J. Huang und A.C. Densmore, “*Microstrip Yagi Array Antenna for Mobile Satellite Vehicle Application*,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 39, no. 7, pp. 1024–1030, 1986.
- [42] A. Agrawal und W. Powell, “*Monopulse Printed Circuit Dipole Array*,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 33, no. 11, pp. 1280–1283, Nov 1985.
- [43] M.I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems, 2nd Edition*, McGraw Hill Book Co., New York, 1980.
- [44] L. Sakr, “*The Higher Order Modes in the Feeds of the Satellite Monopulse Tracking Antennas*,” in *11th Mediterranean Electrotechnical Conference, 2002. MELECON 2002*, 2002, pp. 453–457.
- [45] J. Nateghi und L. Mohammadi, “*The Comparison Between the TE_{21} Mode and the Four-Horn Monopulse Technique for LEO Satellite Tracking*,” in *2010 The 12th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT)*, 2010, vol. 1, pp. 403–406.
- [46] J. S. Cook und R. Lowell, “*The Autotrack System*,” *The Bell System Technical Journal*, vol. 42, no. 4, pp. 1283–1307, July 1963.
- [47] T. Yodokawa und S. Hamada, “*An X-Band Single Horn Autotrack Antenna Feed System*,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1981, 1981, vol. 19, pp. 86–89.
- [48] T. Inoue und T. Kaitsuka, “*K-Band Tracking System for Domestic Satellite Communication System*,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-17, no. 4, pp. 561–570, July 1981.

- [49] C. H. Chen, Ming Shiau, V. Minassian, Son Huynh, Youn Choung, und W. C. Wong, “A Ku/Ka Dual-Band Dual-CP Tracking Feed,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1996 AP-S. Digest*, 1996, vol. 3, pp. 1708–1711 vol.3.
- [50] E. H. Lenzing und H. F. Lenzing, “Characteristics of the TE_{21} Mode in Circular Apertures as Used for Satellite Tracking,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 37, no. 3, pp. 1113–1117, Jul 2001.
- [51] M. Shiau, Y.H. Choung, C. Chen, und M. Chen, “NASA acts autotrack antenna feed system,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1986*, 1986, vol. 24, pp. 83–86.
- [52] Y.H. Choung, K.R. Goudey, und L.G. Bryans, “Theory and Design of a Ku-Band TE_{21} -Mode Coupler,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 30, no. 11, pp. 1862–1866, November 1982.
- [53] E. Reiche, S. Stirland, C. Hartwanger, Un Pyo Hong, R. Gehring, und H. Wolf, “A Dual Circular Combined K/Ka-Band RF Sensing Feed Chain for Multi Beam Satellite Antennas,” in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2011, pp. 3198–3202.
- [54] Enrico Reiche, Richard Roberts, Michael Schneider, und Helmut Wolf, “Signal Branch for Use in a Communication System,” United States Patent Application Publication, Pub. No.: US 2010/0052816 A1, 04.03.2010.
- [55] C. E. Profera und L. H. Yorinks, “A High Efficiency Dual Frequency Multimode Monopulse Antenna Feed System,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-2, no. 6, pp. 314–322, Nov 1966.
- [56] P. J. B. Clarricoats und P. H. Masterman, “A Multimode Monopulse Feed for a Satellite Tracking Antenna,” in *1969. 1st European Microwave Conference*, 1969, pp. 357–357.
- [57] L. Cooper, “A Frequency Reuse, Monopulse Tracking Feed for Cassegrain Antenna Applications,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1980*, 1980, vol. 18, pp. 97–100.
- [58] David J. Edwards und Barry K. Watson, “Electronic Tracking System for Microwave Antennas,” United States Patent, Patent Number: 4704611, 03.11.1987.
- [59] P. D. Patel, “Design of an Inexpensive Multi-Mode Satellite Tracking Feed,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1988. AP-S. Digest*, 1988, pp. 346–349 vol.1.

- [60] Biao Du, E. K. N. Yung, Ru-Shan Chen, Wen-Jing Zhang, und Ke-Zhong Yang, “Wideband TE_{21} Mode Tracking Corrugated Horn,” in *2000 Asia-Pacific Microwave Conference*, 2000, pp. 1482–1485.
- [61] J. Uher, Y. Demers, und S. Richard, “Complex Feed Chains for Satellite Antenna Applications at Ku- and Ka-Band,” in *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2010.
- [62] C. Granet, I. M. Davis, J. S. Kot, C. Rose, und G. Pope, “A Simultaneous S/Ka Feed System for Remote Sensing Applications,” in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2011, pp. 666–669.
- [63] M. Alazab, G. Del Galdo, W. Felber, A. Heuberger, M. Lorenz, F. Raschke, G. Siegert, und M. Landmann, “Satcom on the Move (SOTM) Terminals Evaluation under Realistic Conditions,” in *2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 2013, pp. 1–5.
- [64] Jörn Weber, *Entwurf miniaturisierter Antennengruppen*, Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 2008.
- [65] “Webseite der Rogers Corporation,” <http://www.rogerscorp.com>, 2016.
- [66] U. Schwerthoeffer, H. Adel, und R. Wansch, “Design and Implementation of a Ka-Band Corrugated Feed Horn for Reflector Antennas,” in *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, July 2013, pp. 396–397.
- [67] Ming Chen und G. Tsandoulas, “A Wide-Band Square-Waveguide Array Polarizer,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 21, no. 3, pp. 389–391, Mai 1973.
- [68] J. Damonte und D. Stoddard, “An Analysis of Conical Scan Antennas for Tracking,” in *1958 IRE International Convention Record*, 1958, vol. 4, pp. 39–47.
- [69] W. Gawronski und E. M. Craparo, “Antenna scanning techniques for estimation of spacecraft position,” in *2002. IEEE Aerospace Conference Proceedings*, 2002, vol. 2, pp. 2–939–2–948 vol.2.
- [70] “Webseite der EPAK GmbH,” <http://www.epak.de>, 2016.
- [71] ViaSat Inc., “Modell USM-TXVR-KA01-3T-F-01-110,” Datenblatt, 2009.
- [72] International Telecommunication Union (ITU), “Radio Regulations,” Paragraph 5.516B, 2012.

- [73] H. Bayer, C. Volmer, und M.A. Hein, “*Noise Characterisation of a Low-Noise Three-Branch Diversity Receiver at 2.45 GHz*,” in *Information technology and electrical engineering - devices and systems, materials and technologies for the future / Internationales Wissenschaftliches Kolloquium*, Ilmenau, Deutschland, 2009.
- [74] H. Bayer, C. Volmer, A. Krauß, R. Stephan, und M. A. Hein, “*Tracking Antenna for Mobile Bi-Directional Ssatellite Communications in Ka-Band*,” in *2010 IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS)*, 2010.
- [75] H. Bayer, A. Krauss, R. Stephan, und M. A. Hein, “*Multimode Monopulse Tracking Feed with Dual-Band Potential for Land-Mobile Satellite Communications in Ka-Band*,” in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2011, pp. 1169–1172.
- [76] H. Bayer, A. Krauss, R. Stephan, und M. A. Hein, “*A Dual-Band Multimode Monopulse Tracking Antenna for Land-Mobile Satellite Communications in Ka-Band*,” in *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2012, pp. 2357–2361.
- [77] H. Bayer, A. Krauss, R. Stephan, und M. A. Hein, “*A High-Gain User Terminal Antenna for Land-Mobile Bi-Directional Satellite Communications in Ka-Band*,” in *34th ESA Antenna Workshop on Satcom User Terminal Antennas*, 2012.
- [78] H. Bayer, A. Krauss, R. Stephan, und M. A. Hein, “*Land-Mobile Ka-Band Satcom Tracking Antenna Employing a Printed Circuit Board Based Multimode Monopulse Feed*,” in *2014 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, 2014, pp. 296–299.
- [79] H. Bayer, A. Krauss, R. Stephan, und M. A. Hein, “*A Compact Planar Feed Structure for Ka-Band Satcom-on-the-Move Tracking Antennas*,” in *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2015.
- [80] H. Bayer, A. Krauss, T. Zaiczek, R. Stephan, O. Enge-Rosenblatt, und M. A. Hein, “*Ka-Band User Terminal Antennas for Satellite Communications*,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 58, no. 1, pp. 76–88, Februar 2016.
- [81] H. Bayer, A. Krauss, R. Stephan, und M. A. Hein, “*Compact Ka-Band Cassegrain Antenna with Multimode Monopulse Tracking Feed for Satcom-on-the-Move Applications*,” in *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2016.

- [82] M. Hein, H. Bayer, A. Krauß, R. Stephan, C. Volmer, A. Heuberger, E. Eberlein, C. Keip, M. Mehnert, A. Mitschle-Thiel, P. Drieß, und T. Volkert, “*Perspectives for Mobile Satellite Communications in Ka-Band (MOSAKA)*,” in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, 2010.
- [83] A. Krauss, H. Bayer, C. Volmer, R. Stephan, und M. A. Hein, “*Low-Profile Antenna for Mobile Ka-Band Satellite Communications*,” in *32nd ESA Antenna Workshop on Antennas for Space Applications*, 2010.
- [84] E. Schäfer, J. Steinwandt, H. Bayer, A. Krauß, R. Stephan, und M.A. Hein, “*Slotted-Waveguide Antennas for Mobile Satellite Communications at 20 GHz*,” in *Proceedings of the 17th International Student Seminar „Microwave and Optical Applications of Novel Phenomena and Technologies“ / International Student Seminar*, Ilmenau, Deutschland, 2011.
- [85] A. Krauss, H. Bayer, R. Stephan, und M. A. Hein, “*A Dual-Band Circularly-Polarised Leaky-Wave Antenna for Mobile Ka-Band Satellite Communications*,” in *2011 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, 2011, pp. 203–206.
- [86] A. Krauss, H. Bayer, R. Stephan, und M. A. Hein, “*Low-Profile Ka-Band Satellite Terminal Antenna Based on a Dual-Band Partially Reflective Surface*,” in *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2012, pp. 2734–2738.
- [87] A. Krauss, H. Bayer, C. Volmer, R. Stephan, und M. A. Hein, “*A Low-Profile User Terminal Antenna for Mobile Bi-Directional Ka-Band Satellite Communications*,” in *34th ESA Antenna Workshop on Satcom User Terminal Antennas*, 2012.
- [88] A. Krauss, H. Bayer, R. Stephan, und M. A. Hein, “*A Single Ka-Band Antenna Aperture for TX and RX Operation Applying a Dual-Layer Partially Reflective Surface*,” in *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2015.
- [89] A. Krauss, H. Bayer, R. Stephan, und M. A. Hein, “*Dual-Band Leaky-Wave Antenna Based on a Dual-Layer Frequency Selective Surface for Bi-Directional Satcom-on-the-Move in Ka-Band*,” in *2016 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, 2016, pp. 25–28.